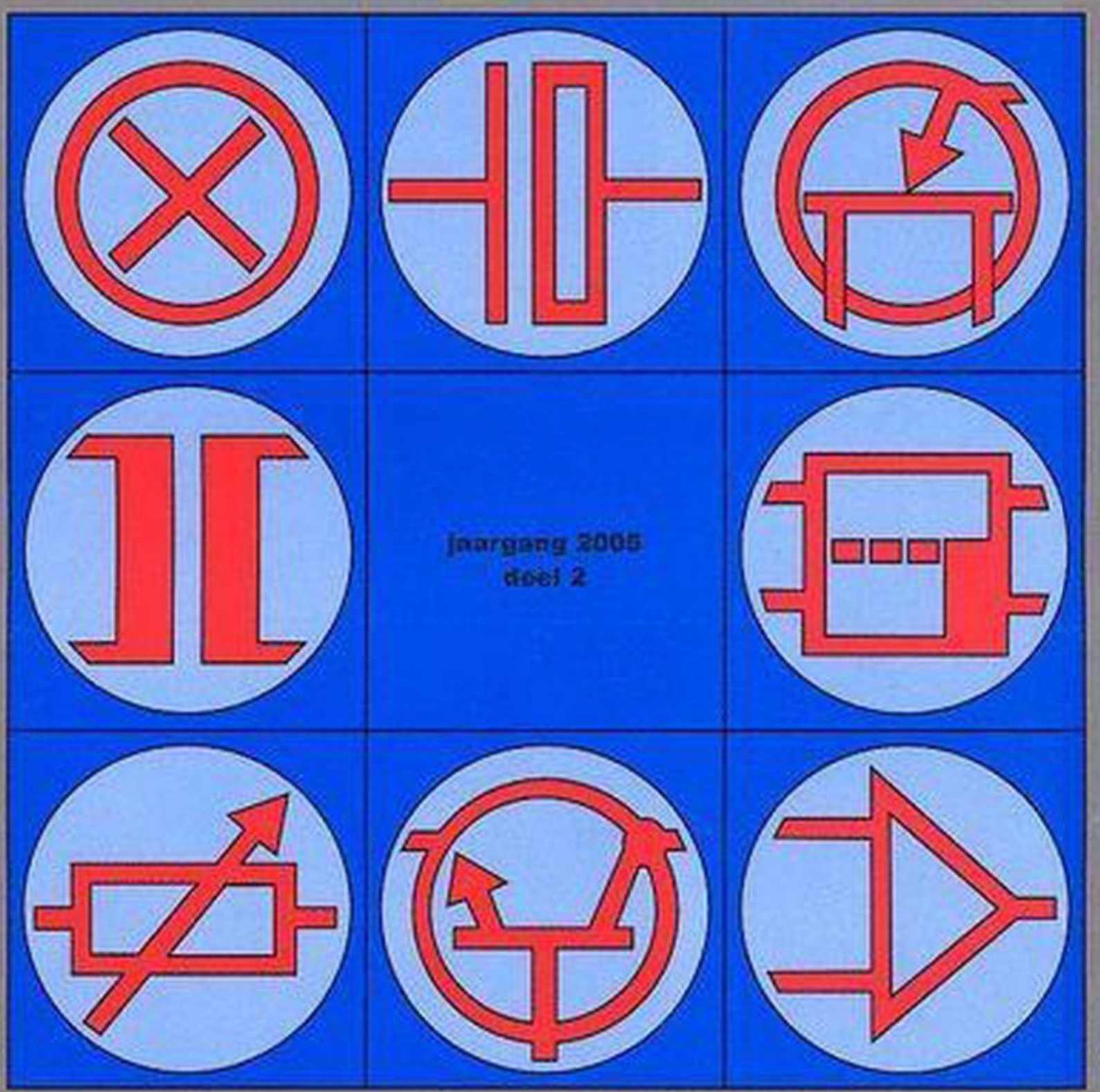
Hobby Elektronica

Réaliser soi-même ses montages

by WEKA



Vego VOF, Postbus 32.014, 6370 JA Landgraaf

WEKA

Réaliser soi même ses montages weka.

Sommaire *WEKA*

Titre		Partie		Chapitre		Page	
Bobinages / Inductances		Partie	4	Chapitre	3.3	Page	1
Mesure de courant (calcul d'un shunt)		Partie	4	Chapitre	8.1.3	Page	1
Micro-ordinateur MPS 65		Partie	5	Chapitre	6.1	Page	1
Générateur de fonctions VHF/UHF pour modulation AM et FM		Partie	5	Chapitre	7.1	Page	1
dBm – mètre de précision pour bande H.F		Partie	5	Chapitre	7.2	Page	1
Générateur de calibrage pour tensions continues et haute fréquence		Partie	5	Chapitre	7.4	Page	1
Millivoltmètre		Partie	5	Chapitre	7.5	Page	1
Sonde HF active à haute impédance		Partie	5	Chapitre	7.7	Page	1
Amplificateur booster pour autoradio		Partie	5	Chapitre	8.4	Page	1
Allumage transistorisé ultra-rapide		Partie	5	Chapitre	8.7	Page	1
Commande électronique pour maquettes à moteur électrique		Partie	5	Chapitre	9.1	Page	1
Télécommande universelle (27 / 40 MHz)		Partie	5	Chapitre	9.2	Page	1
Circuit de protection des haut-parleurs		Partie	5	Chapitre	12.1	Page	1
Enceinte pour haut-parleurs de 50 et 130 l.		Partie	5	Chapitre	12.2	Page	1
Alimentation stabilisée pour 13,5 V / 20 A		Partie	5	Chapitre	13.1	Page	1
Alimentation réglable double 2 x 0 ... 20 V		Partie	5	Chapitre	13.3	Page	1
Convertisseur de tension continue CC / CC pour microprocesseur		Partie	5	Chapitre	13.4	Page	1
Déconnecteur d'accumulateur		Partie	5	Chapitre	14.2	Page	1
Mesure de distance sans contact, par ultrasons		Partie	5	Chapitre	14.5	Page	1
Compteur électrique d'impulsions		Partie	5	Chapitre	14.9	Page	1
Magnétophones	Magnétophones et magnétocassettes : conception et fonctionnement	Partie	6	Chapitre	5.1	Page	1
	Appareils de mesure et de contrôle	Partie	6	Chapitre	5.3	Page	1
	Les pannes les plus fréquentes	Partie	6	Chapitre	5.5	Page	1
	Réglages	Partie	6	Chapitre	5.7	Page	1
	Schéma-type	Partie	6	Chapitre	5.8	Page	1

4/3.3

Bobinages/Inductances

Les bobinages, qui sont des enroulements de fils conducteurs sur un mandrin plastique, sont utilisés à diverses fins en électronique. En tant que "bobines de choc", ils agissent, dans les circuits à courant alternatif, comme une résistance. Associés à un condensateur, ils constituent des circuits oscillants produisant une fréquence déterminée, à condition d'y associer un composant actif. Par la mise en série ou en parallèle de bobinages et de condensateurs, on peut réaliser des filtres de fréquences qui éliminent ou "laissent passer" des fréquences ou bandes de fréquences déterminées. Un bobinage peut également servir de transformateur lorsque plusieurs enroulements sont disposés sur un même support. On distingue les types suivants de bobinages :

● Bobinages à air — formés d'un enroulement sur un mandrin sans noyau ; pour les formes cylindriques ou annulaires, on les calcule selon la formule suivante :

$$L = \frac{d^2 \cdot N^2 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 1 + 45 \cdot d} \text{ (H)}$$

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot (100 \cdot 1 + 45 \cdot d)}{d^2 \cdot 10^{-6}}}$$

avec N = nombre de spires, L = inductance en henry, d = diamètre en cm, et l = longueur en cm.

La formule donne un résultat assez exact lorsque le rapport entre longueur et diamètre de la bobine est ≥ 5 à 1. Si le rapport des dimensions est l'inverse de ce qui précède, le nombre de spires seul ne suffit plus pour calculer l'inductance, et la hauteur du bobinage intervient, ce qui donne les formules suivantes :

$$L = \frac{N^2 \cdot do^{-2}}{h} \cdot 10^{-8} \text{ (H)}$$

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot h}{do^2 \cdot}}$$

avec do = diamètre moyen en cm de la bobine et h = hauteur du bobinage en cm.

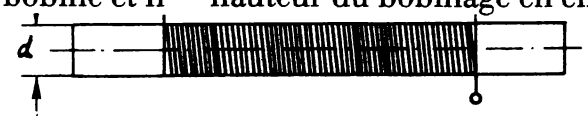


Fig. 1 : Bobinage à air : Longueur/diamètre > 5 à 1

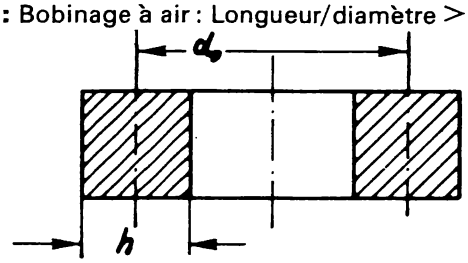


Fig. 2 : Bobinage à air : Longueur/diamètre > 1 à 1

Des formes particulières de bobinages à air, par exemple les cadres ou bobinages subdivisés ne peuvent être calculées qu'à l'aide de formules très compliquées. Une autre caractéristique importante du bobinage est sa "qualité". Elle correspond au rapport entre les parties réactives et actives de son impédance. La formule de calcul est la suivante :

$$g = \frac{N \cdot L}{R_p}$$

avec R_p = résistance de pertes (dépendant de la résistance ohmique, de la surface, f, des courants tourbillonnaires : f^2 et du diélectrique : f^3)
et f = fréquence (Hz)

● Les bobinages à noyau ont une plus grande inductance que les bobinages à air, et ils peuvent en plus être accordés. On utilise des noyaux en ferrite ou massifs devant avoir une perméabilité magnétique aussi élevée que possible (perméabilité H_r). Ces derniers sont composés de poudre de fer, qui présente moins de pertes par courants de Foucault que le fer normal. Les ferrites ne sont pas métalliques mais magnétiques. Elles ont une bonne conductibilité magnétique et une faible force coercitive (champ de démagnétisation). On utilise en principe des ferrites au zinc-manganèse ou zinc-nickel. Les bobinages sur ferrite avec des facteurs de qualité de 500 sont utilisables jusqu'à des fréquences de 600 MHz.

Formules générales de calcul des bobinages :

$$L = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot A \cdot N^2}{l} \text{ (H)} \qquad L = A_l \cdot n^2 \text{ (H)} \qquad L = \frac{\Phi \cdot N}{I} \text{ (H)}$$

μ_o = Constante magnétique du champ 1,257 $\cdot 10^6$ V_s/A_m
μ = Perméabilité magnétique (sans dimension)
l = Longueur de la ligne magnétique moyenne
A = Section du champ magnétique en m^2
I = Courant en ampères (A)
Φ = Flux magnétique en Webers (Wb), 1 WB = $1V_s$
A_l = Constante du bobinage en V_s/A

Nombre de spires des bobinages sur noyau :

$$N = K \cdot L \text{ (L en mH)} \qquad N = d \cdot L \qquad N = \frac{L}{A_l} \text{ (L en nH)}$$

Les valeurs K ou A_l se trouvent dans les tableaux des fabricants.

Branchement des bobinages en parallèle ou en série :

En série : $L = L_1 + L_2 + L_3 + \ldots + L_n$

En parallèle : $L = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \ldots + \frac{1}{L_n}$

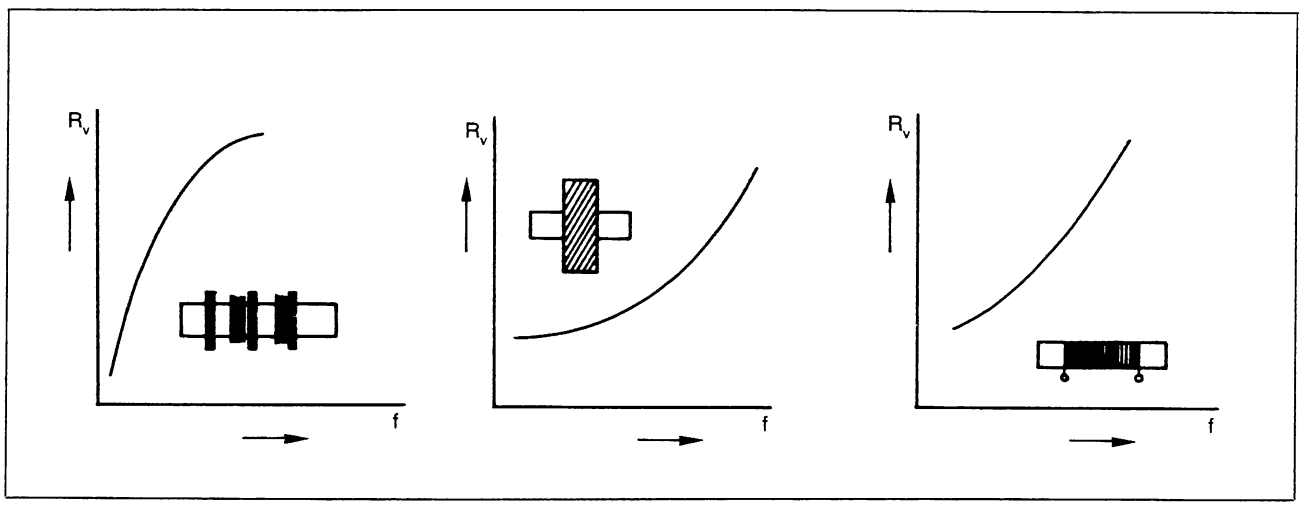


Fig. 3 : Impédance R_v de bobines à air en fonction de fréquence.

4/8.1.3

Mesure de courant

Dans le schéma de principe de mesure de courant, l'utilisateur branche l'ampèremètre (le mesureur de courant) en série dans le montage dont il veut relever la consommation de courant.

Un ampèremètre est un appareil de mesure comportant une très petite résistance interne. Le courant traversant l'ampèremètre fait dévier l'aiguille de celui-ci. Comme la résistance interne de l'appareil est très petite, pour de petits courants, la chute de tension engendrée par le parcours du courant à travers la résistance interne (R_i) est négligeable ou en tout cas très petite, mais quantifiable si nous connaissons cette résistance.

Si l'on veut représenter aussi fidèlement que possible un ampèremètre, il faut dessiner un voltmètre en parallèle sur une petite résistance (celle-ci aura pour valeur la résistance de l'ampèremètre).

Ainsi, nous pouvons voir les répercussions qu'aura l'imperfection de notre ampèremètre sur nos mesures. Il est vrai que la résistance interne d'un appareil de mesure à aiguille (non électronique) n'est pas toujours négligeable. Mais maintenant, avec les nouveaux appareils électroniques, la technique a fait un très grand progrès, et l'influence des appareils de mesure sur les montages est quasi nulle.

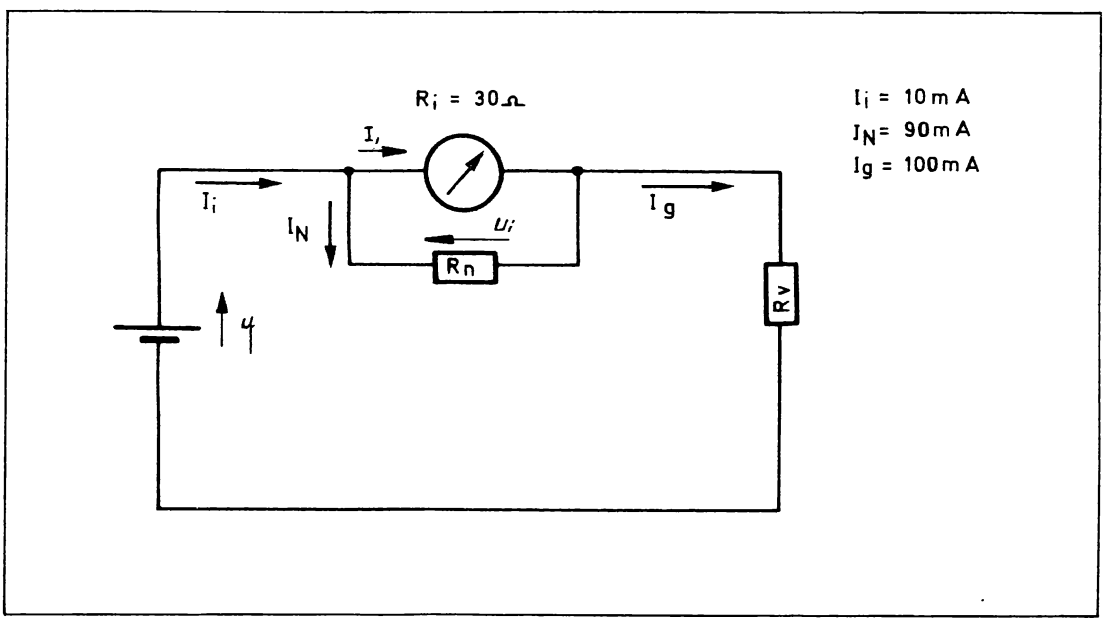


Fig. 1: Détermination d'une résistance shunt par mesure de courant

Détermination d'une résistance shunt

A l'aide de la loi de Kirchhoff, nous pouvons calculer le courant passant dans une résistance shunt au sein d'un montage comme celui de la figure 1.

Nous aurons, dans ce montage, un générateur de courant de 100 MA (I_g). Nous connaissons d'autre part :

- la valeur du courant pour une déviation pleine échelle sur notre ampèremètre (I_i),
- la valeur de la résistance interne de notre ampèremètre.

Nous pouvons donc établir :

- la tension aux bornes de notre ampèremètre lors d'une déviation pleine échelle ($I_i \times R_i$),
- le courant traversant la résistance shunt ($I_g - I_i = I_n$),
- la valeur de la résistance shunt ($R_n = \frac{U_i}{I_n}$).

Application numérique :

si $I_i = 10$ mA
$R_i = 30$
$I_g = 100$ mA
$U_i = R_i I_i = 300$ mV

$$R_n = \frac{U_i}{I_n} = \frac{300}{100 - 10} = \frac{300}{90} = 3{,}33\ \Omega$$

Mesures dans des circuits de dérivation et non dérivation

Nous vous donnons deux autres exemples de mesure de courant. Il est important, lors de vos mesures, surtout en courant faible, d'avoir des contacts de qualité pour obtenir de bons résultats.

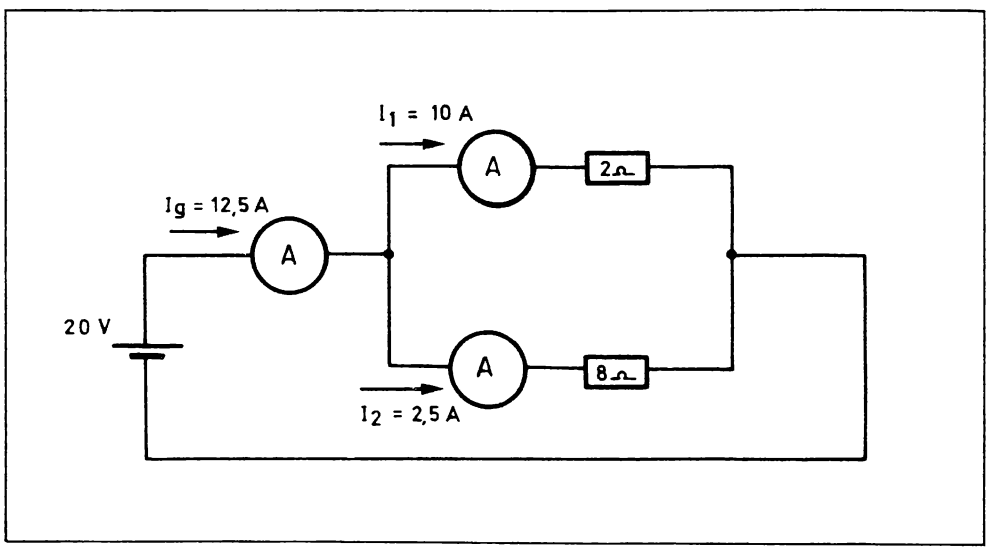


Fig. 2 : Circuit à 2 dérivations ($I_g = I_1 + I_2$)

5/6.1

Micro-ordinateur MPS 65

Pourquoi le MPS 65? Presque tous les micro-ordinateurs sont bâtis autour des micro-processeurs 6502 et Z80 (ou 8080). Nous avons donc été amenés à choisir entre ces deux "unités centrales". Parmi les modèles simples d'initiation (monocartes), on trouve plus facilement des 6502, ce qui nous a conduit à retenir le MPS 65. Mais si vous possédez ou recevez un monocarte 6502 différent, l'extrapolation de ce qui suit est relativement aisée. Il suffira de trouver ou d'établir la correspondance des noms des fonctions (E, B, G, etc. dans ce qui suit), ce qui peut même se faire par tâtonnements. Mais revenons au MPS 65.

Le micro-ordinateur MPS 65 est un ordinateur monocarte sur carte de format européen. Il offre un grand nombre de possibilités d'emploi, par exemple pour la commande d'un réseau de chemin de fer

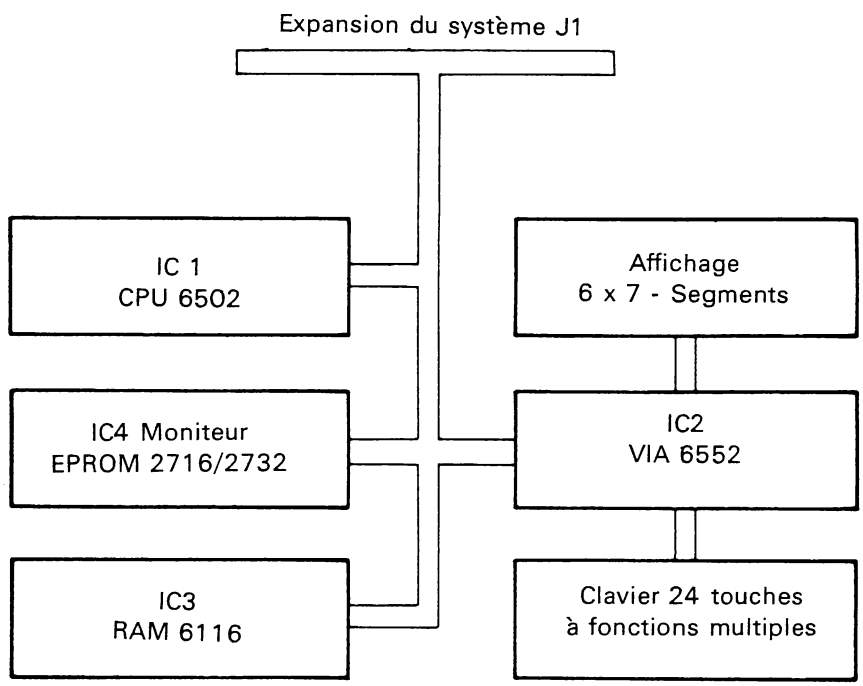


Fig. 1 : Schéma synoptique

6.1 Micro-ordinateur MPS 65

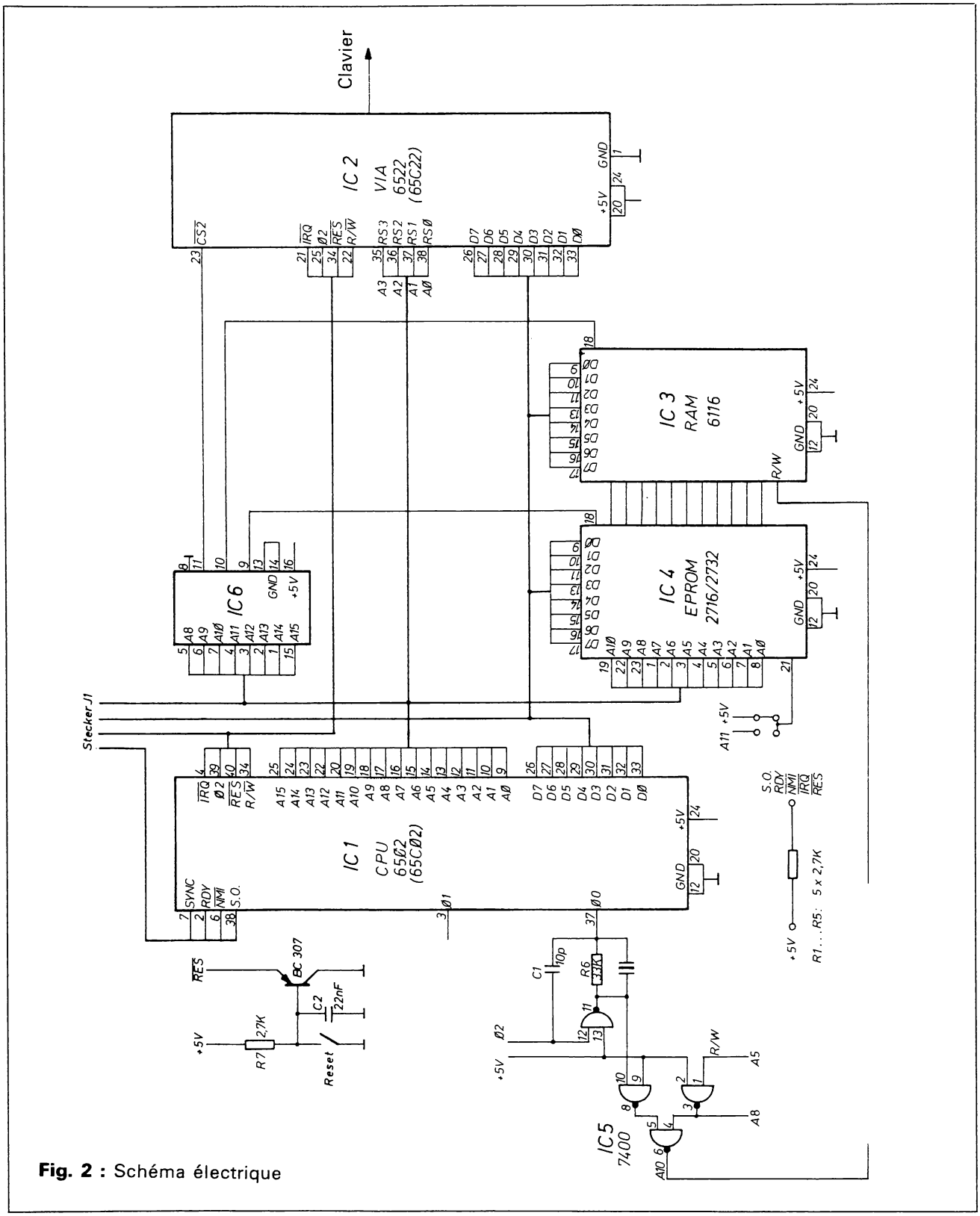


Fig. 2 : Schéma électrique

6.1 Micro-ordinateur MPS 65

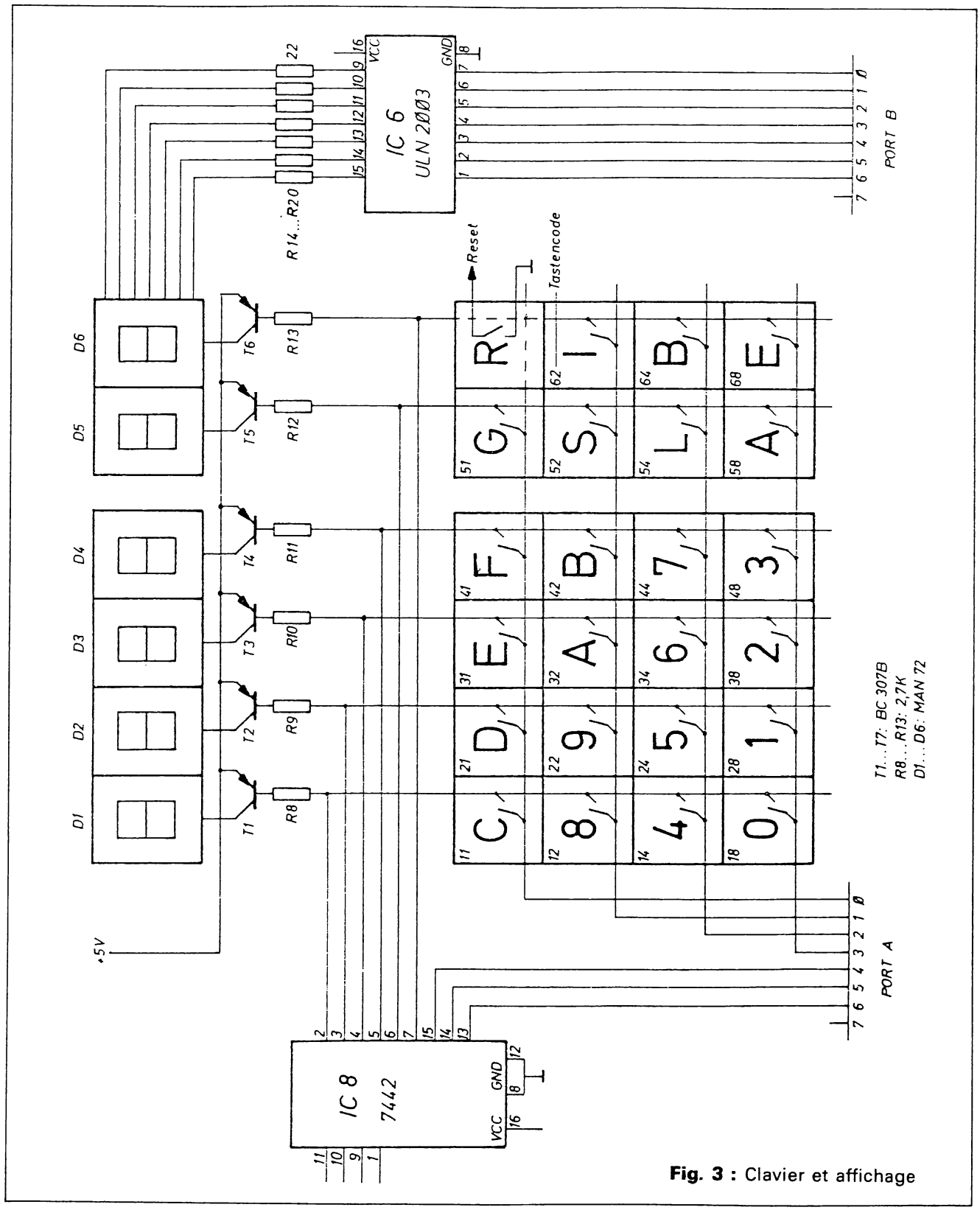


Fig. 3 : Clavier et affichage

6.1 Micro-ordinateur MPS 65

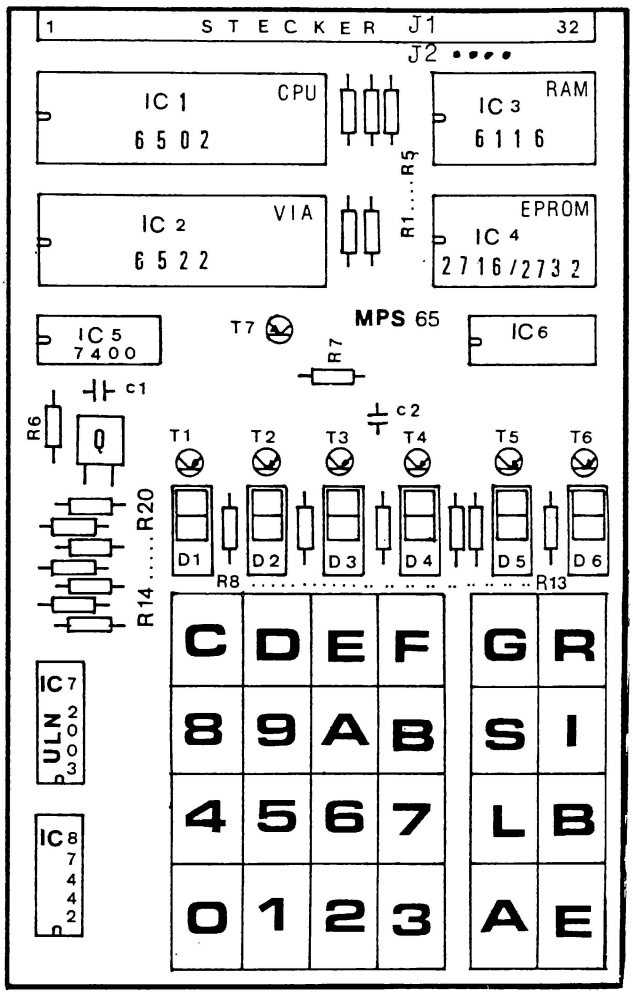


Fig. 4 : Plan d'implantation

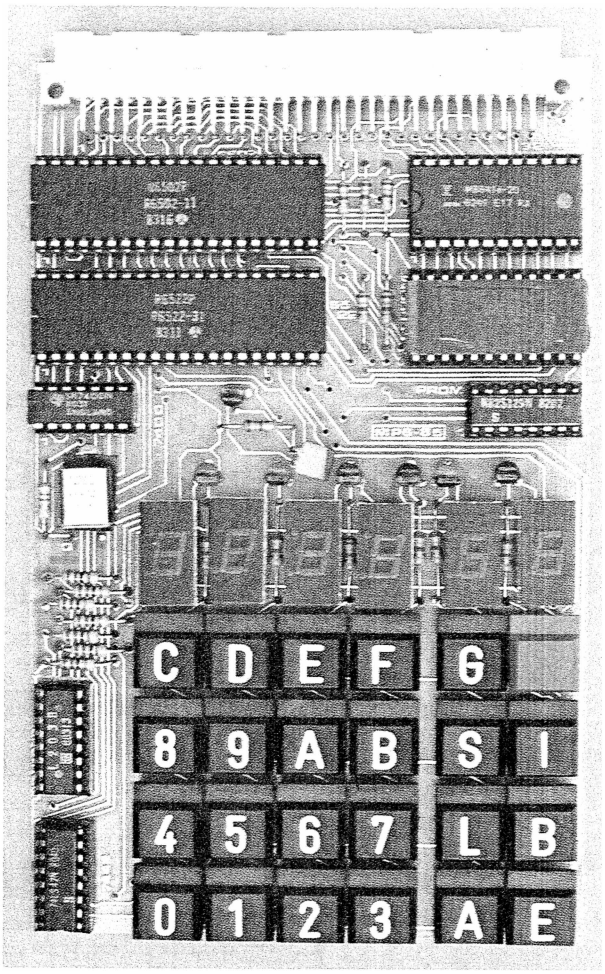


Fig. 5 : La carte format européen avec ses composants

modèle réduit ou pour l'apprentissage d'un langage de programmation. Le système constitue un ordinateur autonome, pouvant être complété par différentes platines reliées à travers le bus SMP. Avec le MPS 65, il est possible de créer à peu de frais la base matérielle d'initiation à l'informatique.

Les principales caractéristiques électriques :

Unité centrale :	CPU 6502 (Rockwell)
Commande d'interface :	VIA 6522
Affichage :	6 afficheurs à 7 segments
Mémoire vive :	RAM 6116 (2 Koctets)
Mémoire morte :	EPROM 2716/2732 (programme moniteur)
Système de bus :	Système SMP étendu
Alimentation :	5 V/0,4 A
Dimensions :	Circuit imprimé 10 x 16 cm (carte format européen)

Mise en marche du MPS 65

Alimentation

Le système microprocesseur MPS 65 peut fonctionner comme unité autonome.

Il suffit de le relier à une alimentation secteur fournissant une tension continue de 5 V. L'alimentation s'effectue par J2.

La tension d'alimentation doit être de 5 V = (± 0,25 V). La consommation du MPS 65 est d'environ 0,4 A.

Lors du branchement d'un système de BUS, l'alimentation s'effectue à travers J1 (+ 5 V : a32 — GND : c2, c31).

Processus de mise en marche

Après mise sous tension, le MPS 65 affiche

µPS-65

Après action sur la touche E-Enter, il affiche 0200xx avec le contenu existant dans 0200H qui, à la mise sous tension, est de 00H (la zone de 0200H à 07FFH est remplie, à la mise sous tension, de 00H).

0200 00

Nota : si l'affichage reste obscur, démarrez le MPS 65 par action sur la touche R-RESET.

Fonctions du clavier

Ø-F Touches hexadécimales

Clavier hexadécimal.
Le clavier hexadécimal sert à l'introduction de données et d'adresses sous forme hexadécimale (Ø, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F).
Une action sur la touche INDEX donne une seconde fonction à certaines des 16 touches - voir touche INDEX.

E Touche ENTER

La touche ENTER est la plus importante de toutes les touches, car elle remplit plusieurs fonctions.

1. Un pas en avant, single step. La pression sur la touche provoque l'incrémentation de l'affichage d'adresses (augmenté de 1).
   L'affichage montre le contenu de la nouvelle cellule de mémoire.
2. Transfert d'une donnée introduite dans la cellule de mémoire affichée, et incrémentation de l'adresse.
3. Fin des programmes moniteur
   Mise à l'heure de l'horloge
   Affichage de l'heure
   Fonction BREAK

B Touche BACKSTEP

La touche BACKSTEP a simplement pour fonction de décrémenter l'adresse (la diminuer de 1). Indication sur l'afficheur de données : contenu de cette cellule de mémoire. Une donnée modifiée n'est pas mise en mémoire, ce qui est important pour qu'en cas d'introduction erronée, l'ancienne valeur soit conservée.

G Touche GO

La touche GO fait démarrer les programmes utilisateur. L'adresse de démarrage est l'adresse indiquée par l'afficheur d'adresses.

Modification de l'adresse de démarrage : voir touche A.

Après démarrage d'un programme utilisateur, les afficheurs indiquent

= = = = = =

(A condition que le programme ne fasse pas appel à l'affichage.)

Nota :
Le programme moniteur et l'horloge système fonctionnent comme programme d'interruption pendant que le programme utilisateur se déroule.
On peut donc scruter les touches (KEYIN, KEYIN1) et modifier les afficheurs (ADR16, ADR16+1, DAT8 ou DISP1 à DISP6).

S Touche SAVE

L Touche LOAD

Ces touches sont utilisées avec quelques cartes d'extension du système.

I Touche INDEX

La touche INDEX modifie la fonction de quelques-unes des 16 touches hexadécimales (0 à F).

Affichage — — — — In

INDEX B Conversion en adresses relatives
INDEX C Déplacement de blocs de Ø2ØØ à Ø7FF
INDEX D Affichage de l'horloge système
INDEX E Démarrage de programme à EØØØ
INDEX F Mise à l'heure de l'horloge système

Fonction BREAK

L'instruction BREAK est un ordre intéressant du 6502. Le BREAK est un interrupt de software et, dans le système CT65, un auxiliaire de test de programmes. Si le système détecte un BREAK (ØØ) dans un programme en cours d'exécution, le programme est interrompu et les contenus des registres X, Y et A du CPU sont affichés.

Affichage : (Reg. X) (Reg. Y) (ACCU)

Mais la réaction du système en présence d'un BREAK peut aussi être modifiée par l'utilisateur.

Fonctions indexées

INDEX F

Mise à l'heure de l'horloge système.
Après enfoncement de la touche INDEX F, on peut mettre l'horloge système à l'heure.
On introduit les heures et minutes par les touches Ø à 9. Lorsqu'on appuie sur la dernière touche, l'horloge démarre.
La touche E-ENTER permet de supprimer l'affichage de l'heure. L'horloge continue alors de fonctionner. Elle n'est arrêtée que par RESET et SAVE/LOAD, mais continue ensuite de fonctionner.
L'heure peut être demandée dans un programme (H, MN, S : adresses ØØA9, ØØAA, ØØAB).

INDEX D

Affichage de l'horloge système interne.
A terminer par E-ENTER.

INDEX B

Conversion d'une adresse absolue en distance de saut (adresse relative).
Les instructions de branchement (p. ex. BEQ, BPL, etc.) sont des instructions à 2 octets dont le premier constitue l'instruction proprement dite et le second la distance de saut vers l'adresse de destination.
Par exemple :

FØ	BEQ
Ø9	9 pas en avant

Afin de pouvoir calculer cette distance de saut avec certitude (surtout pour les sauts en arrière, à cause de la distance négative du saut), on dispose de la fonction INDEX B.
L'instruction, p. ex. BEQ = FØ est introduite normalement et transférée par E-ENTER.
A l'endroit où la distance de saut doit être introduite, vous appuyez sur INDEX B et donnez l'adresse absolue de saut à quatre digits. Vous obtenez la distance de saut correctement calculée et continuez en agissant sur E-ENTER.

Fonctions indexées Auto-start

Exemple :

```
ØØ22Ø    FØ  ØE  BEQ  Ø23Ø
   .
   .
Ø23Ø    Introduction : INDEX/B/Ø23Ø/E-ENTER
```

INDEX C

Déplacement de blocs dans la zone Ø2ØØ à Ø7FF.
Si vous désirez introduire ultérieurement une instruction dans un programme, la fonction INDEX C sert à décaler le bloc de programme commençant à l'adresse affichée d'un pas vers le haut. Le trou ainsi produit est rempli par NOP = EA et peut donc à nouveau recevoir une instruction. Le déplacement n'est possible que dans la zone Ø2ØØ à Ø7FF.

INDEX E

Le système effectue un saut vers EØØØ.

Un programme commençant à partir de l'adresse EØØ5 sera démarré par le système après initialisation du système, à condition qu'il y ait le code Ø1 et FF aux adresses EØØ3 et EØØ4.

EØØ3	01
EØØ4	FF
EØØ5	Début du programme

Les adresses EØØØ à EØØ2 sont libres pour permettre de sauter au début du programme par un JMP. Utilisation : INDEX E.

Code d'erreurs

Le système MPS 65 émet divers signaux d'erreurs. Selon le type d'erreur, les chiffres 1, 2, 3, etc. codifient l'erreur.

Signification des codes d'erreurs :

Error 1 Indication d'adresse illogique (début > fin)

Error 2 Saut relatif trop loin en arrière (> 128)

Error 3 Saut relatif trop loin en avant (> 127) ou sur une distance de saut correspondant à sa propre adresse

Error 4 Absence d'ordre Branch

Error 6 Erreur dans la manipulation des vecteurs d'interruption

Après action sur la touche E-ENTER, vous pouvez recommencer l'introduction.

Tableau 1

Nom	Adresse	Reg.	Description
KEYIN	F800	A	Scrutation du clavier avec attente. Le code de la touche est transféré dans l'accumulateur.
KEYIN1	F803	A	Scrutation du clavier sans attente. Le code de la touche est dans l'accumulateur.
DISPEX	F806	—	Mise en fonction "Display Extern" (commande individuelle des segments).
DISPSY	F809	—	Mise en fonction "Display System" (représentation hexadécimale de 0 à F).
PHAXY	F80C	—	Les contenus de l'accu, reg. x et reg. y sont sauvegardés dans la pile.
PLAXY	F80C	A,X,Y	Les contenus de l'accu, reg. x et reg. y sont extraits de la pile.
ASK2	F812	A,X	Introduction au clavier d'un nombre hexadécimal à 2 digits. Le code des touches est en 00A0.
ASK4	F815	A,X	Introduction au clavier d'un nombre hexadécimal à 4 digits. Le code des touches est en 00A0 et 00A1.
MON65	F818	—	Retour au programme moniteur du MPS 65. Utilisation : p. ex. FIN.
MON65E	F81b	—	Retour au programme moniteur du MPS 65 après action sur la touche E-Enter.
T01S	F81E	—	Boucle de temporisation de durée 0,1 s x (accu).
INC16X	F821	—	Un nombre de 16 bits (deux adresses de mémoire) est incrémenté de 1.
DEC16X	F824	—	Un nombre de 16 bits (deux adresses de mémoire) est décrémenté de 1.
ERR	F827	A,X,Y	Indication : "Error (A)". (A) est le contenu de l'accu (de 0 à F).
STRICH	F82D	—	Affichage : – – – – – –
SUCHEX	F830	A	Scrutation du clavier avec attente (touche enfoncée dans l'accu 0 à F).

Appels système (description)

Les appels système sont des sous-programmes du programme moniteur qui sont à la disposition de l'utilisateur.

Les parties de programmes apparaissant souvent sont réunies ici et peuvent être appelées comme sous-programmes (par JSR). Les appels sont des programmes ou des parties de programmes au fonctionnement impeccable qui, là où c'est important, tiennent compte du comportement du système dans le temps.

L'accumulateur sert dans la plupart des cas au transfert de paramètres (p. ex. code de la touche vers l'accumulateur lors d'un KEYIN). Les registres X et Y ne sont pas modifiés lorsqu'ils ne sont pas nécessaires au transfert (exception : ERR-F827).

Les adresses du système se trouvent à partir de F8ØØ.

L'utilisateur recherche un tableau de sauts (à partir de F8ØØ) qui le guide ensuite vers le sous-programme désiré.

Ce procédé offre plusieurs avantages :

— Les adresses d'appel sont successives et faciles à mémoriser.

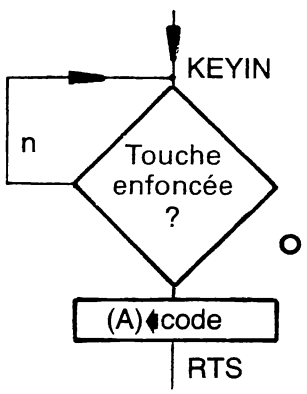
— Les adresses d'appel restent conservées, même lorsque le programme moniteur doit être amélioré ou complété.

De sorte que tous les programmes existants restent valables avec des versions plus étendues du moniteur.

==KEYIN==

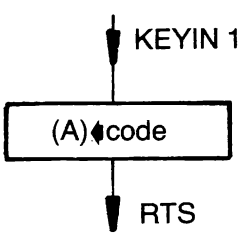
L'appel KEYIN cherche le code de la touche enfoncée. Si aucune touche n'est actionnée, KEYIN attend jusqu'à ce qu'une touche soit enfoncée. Le code de la touche est alors transféré dans l'accumulateur.

Registres modifiés :



==KEYIN 1==

Cet appel a une fonction analogue à KEYIN, mais n'attend pas qu'on enfonce une touche.



==DISPEX==

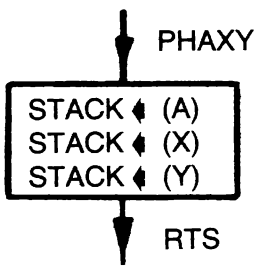
Conversion du mode moniteur vers la commande externe des six afficheurs 7 segments (DISP1 à DISP6), c'est-à-dire commande de chacun des segments (voir page 14).
Cet état est automatiquement supprimé lors d'un démarrage de programme par le système.
DISPEX n'est donc nécessaire que pour le retour à la normale après une utilisation en mode DISPEX.

En outre, les afficheurs à 7 segments, s'ils étaient coupés (OUTPB arrête l'affichage), sont mis en service.
Registres modifiés : aucun.

==**PHAXY**==

Push accu, registre X, registre Y on stack.

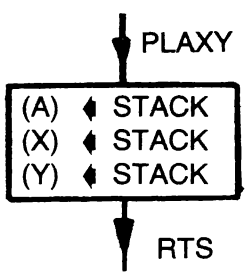
Les registres A, X, Y sont sauvegardés dans la pile.
Registres modifiés : aucun.



==PLAXY==

Pull accu, registre X, registre Y from stack.

Les contenus de registres sauvegardés par PHAXY sont extraits de la pile (PLAXY doit être appelé par JSR).
Registres modifiés : A, X, Y.



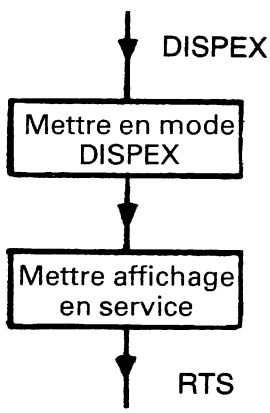
==ASK2==
==ASK4==

Possibilité d'introduction d'un nombre à 4 (2) digits. Le nombre introduit par le clavier se trouve, après déroulement du programme système, dans les cellules mémoires.

ØØAØ	ADR16	⬅ seulement ASK2
ØØA1	ADR16+1	

Registres modifiés : A, X.

Nota : les valeurs en ADR16 et ADR16+1 sont effacées par le système après RESET et JMP MON 65, puisque l'affichage est modifié.



==**DISPSY**==

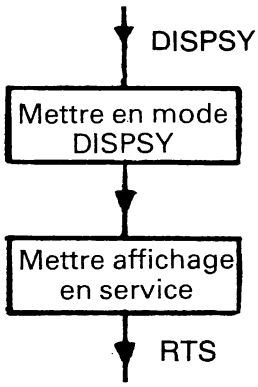
Branchement du mode moniteur sur la représentation système des six afficheurs à 7 segments (possibilité d'affichage : Ø, 1, 2, 3... E, F; voir page14).

Les données à afficher doivent être logées dans les trois adresses.

ØØAØ	ADR16
ØØA1	ADR16+1
ØØA1	DAT8

(p. ex. STA ØØAØ).
En outre, les afficheurs à 7 segments sont mis en service s'ils étaient arrêtés.
Registres modifiés : aucun.

6.1 Micro-ordinateur MPS 65

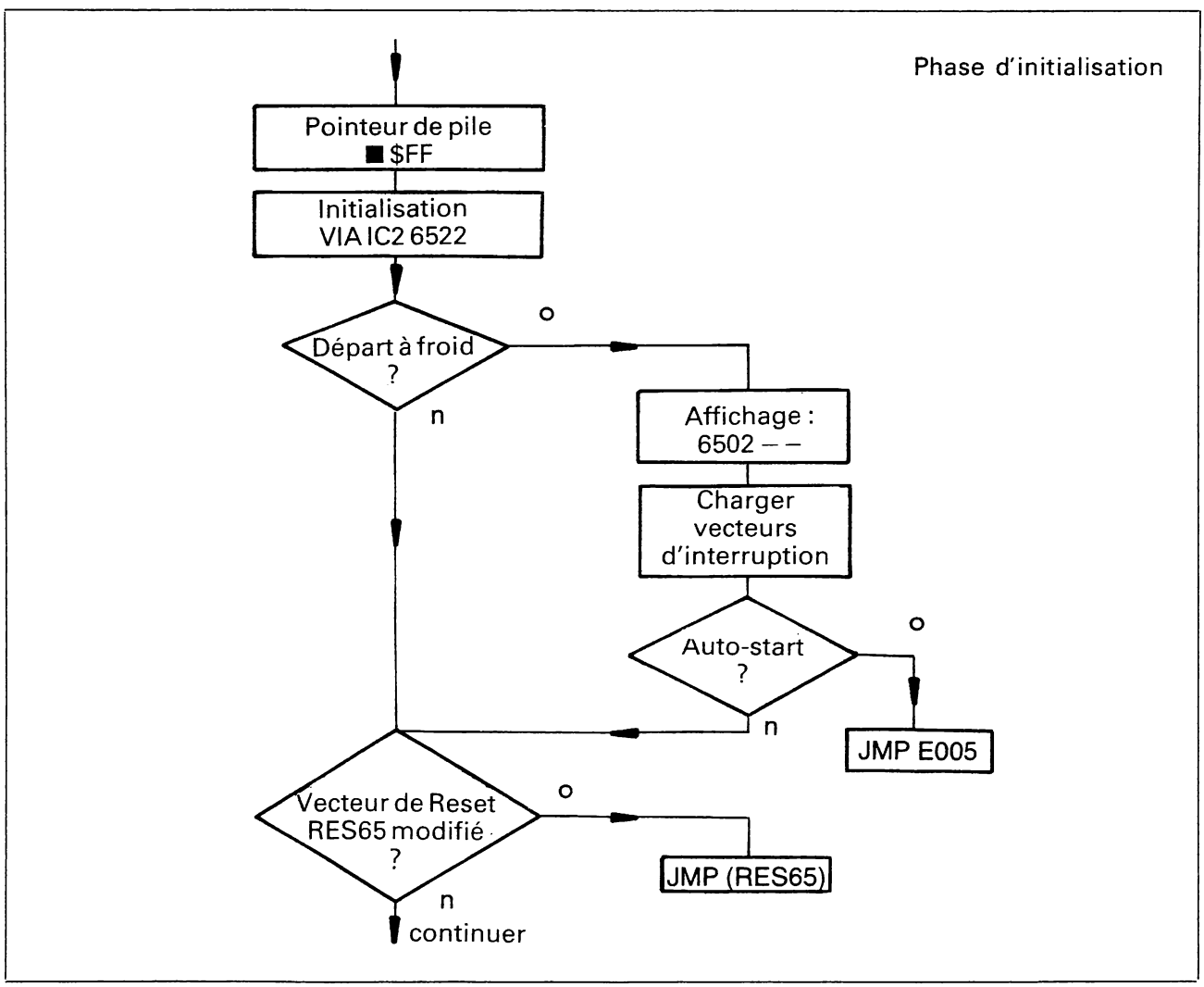


==MON65==

Retour au programme moniteur du MPS65.
Le VIA 6522 IC2 est initialisé.
Le pointeur de pile est mis à FF.

Utilisation :
Fin d'un programme utilisateur par JMP MON65.

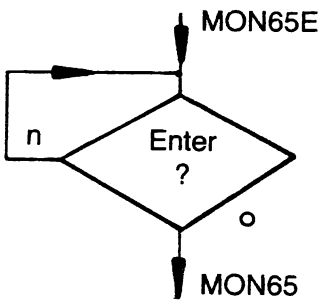
.
Programme utilisateur
.
.
4C 18 F8 JMP MON65



==MON65E==

Saut vers MON65 lorsqu'on agit sur la touche E-Enter.

Utilisation :
Fin d'un programme utilisateur lorsqu'on désire conserver le dernier affichage.



..
Programme utilisateur
..
..
4C 1B F8 JMP MON65E

==TØ1S==

Boucle de temporisation de durée Ø,1 seconde multipliée par le contenu de l'accumulateur. Cet appel produit une temporisation de 0,1 à 25,5 secondes.

La durée est déterminée par le contenu de l'accumulateur.

C'est ainsi que la durée est de 0,9 s lorsque l'accu contient Ø 9.

Exemple :
.
.
Programme utilisateur
..
..
A9 Ø9 LDA #$ temporisation
2Ø 1E F8 JSR TØ1SØ 9s
Programme utilisateur.

==INC16X==

.Incrémente 16 bits, adresse dans le registre X.

INC16X incrémente une donnée à 16 bits qui se trouve à deux adresses successives de la page zéro. L'adresse est transcrite dans le registre X.

P. ex. une donnée 16 bits est aux adresses mémoire ØØ35 et ØØ36 et doit être incrémentée. La donnée est 342E.

Adr.	Donnée
ØØ35	2E
ØØ36	34

La disposition des octets est habituelle, d'abord l'octet de faible poids, puis celui de poids fort.

Dans le programme utilisateur, la succession des instructions serait :
.
.
A2 35 LDX #$35
2Ø 21 F8 JSR INC16X
.
.

Registres modifiés : aucun.

==DEC16X==

Décrémente 16 bits, adresse dans le registre X.
Le reste comme INC16X.

==ERR==

Indication d'erreur avec le code d'erreurs (p. ex. Error3).

Le code d'erreurs est transféré dans l'accu. Codes d'erreurs possibles : 16 possibilités Error1, Error2, ..., ErrorE, ErrorF.

Exemple : Représentation de Error3.

```
A9 Ø3      LDA #$Ø3
2Ø 27 F8   JSR ERR
```

Le sous-programme ERR met le mode DISPSY en service.

Registres modifiés : A, X.

Organisation de la page zéro

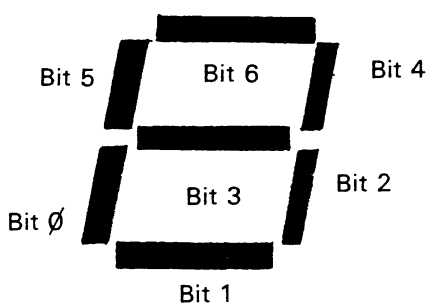
ADR16	= ØØAØ
ADR16+1	= ØØA1
DAT8	= ØØA2
DISP1	= ØØA3
DISP2	= ØØA4
DISP3	= ØØA5
DISP4	= ØØA6
DISP5	= ØØA7
DISP6	= ØØA8
STD	= ØØA9 heures (H)
MIN	= ØØAA minutes (MN)
SEC	= ØØAB secondes (S)
GA	= ØØAD
GX	= ØØAE
GY	= ØØAF
REFS	= ØØCØ
RES65	= ØØC1, ØØC2
IRQF	= ØØC3
IRQ65	= ØØC4, ØØC5
NMIF	= ØØC6
NMI65	= ØØC7, ØØC8
IRQMF	= ØØC9
IRQM	= ØØCA, ØØCB
BRKUF	= ØØCC
BRKU	= ØØCD, ØØCE

Nota : toutes les adresses sont en hexadécimal.

Représentation sur les afficheurs à 7 segments

						Modus:
DISP1	DISP2	DISP3	DISP4	DISP5	DISP6	DISPEX
ADR16+1		ADR16		DAT8		DISPSY

Commande de segments en mode DISPEX :



Exemple :

	Bit	Binaire	Hexadécimal
I	0, 5	0010	21
C	0, 1, 5, 6	0110	63
H	0, 2, 3, 4, 5	0011	3 D

Traitement des interruptions

Le traitement des vecteurs d'interruption du système CT-65

Signification des adresses :

RES65	Vecteur de RESET
IRQ65	Vecteur IRQ
NMI65	Vecteur NMI
BRKU	Vecteur d'interruption pour l'utilisateur (avec programme moniteur)
IRQM	Vecteur IRQ pour l'utilisateur (avec programme moniteur) (ce vecteur est appelé cycliquement toutes les 2,5 ms)

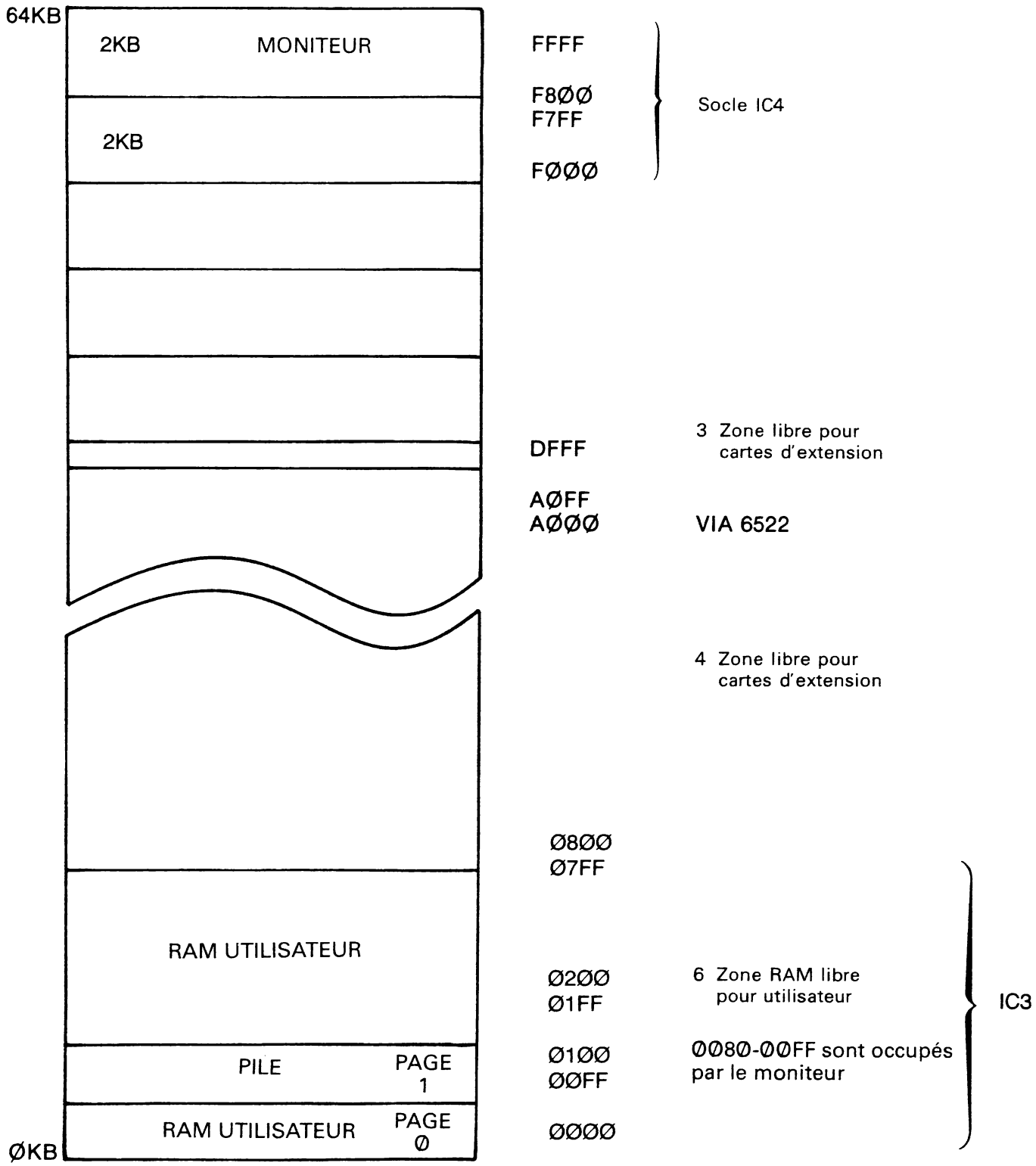
Travail correct avec les vecteurs :

1. Inscrire l'adresse de début du programme d'interruption dans les adresses des vecteurs (p. ex. NMI65 = ØØC7 et ØØC8).
2. Placer l'adresse correspondante de flag à ØØ (ici l'adresse ØØC6).

Les programmes d'interruption doivent présenter la structure suivante :

```
RES65   ..
        ..
        (Programme)
        ..
        ..
IRQ65   ..
        ..
        (Programme)
        ..
        JSR PLAXY
        RTI
NMI65   ..
        ..
        (Programme)
        ..
        JSR PLAXY
        RTI
BRKU    ..
        ..
        (Programme)
        ..
        ..
        JSR PLAXY
        RTI
IRQM    ..
        ..
        (Programme)
        ..
        ..
        RTS!
```

6.1 Micro-ordinateur MPS 65



Architecture

L'ordinateur MPS 65 est un circuit imprimé de 10 cm sur 16 cm (carte au format européen) avec clavier, affichage et tous les circuits intégrés nécessaires à son fonctionnement.
La CPU (central processing unit = unité centrale) est un 6502 de Rockwell.
Le clavier et les afficheurs à 7 segments sont commandés par le circuit port 6522, également nommé VIA (versatile interface adapter).
Le connecteur J1 constitue le bus du système (lignes d'adresses, de données et de commande).
Le connecteur à 24 broches d'IC4 est équipé d'une EPROM 2716 de 2048 x 8 bits contenant le programme moniteur (système d'exploitation).

IC3 est une RAM 2114 (6116) nécessaire au fonctionnement du système (pile, mémoire intermédiaire). La zone de RAM de ØØØØH à ØØ7FH et de Ø2ØØH à Ø7FFH est libre pour l'utilisateur.

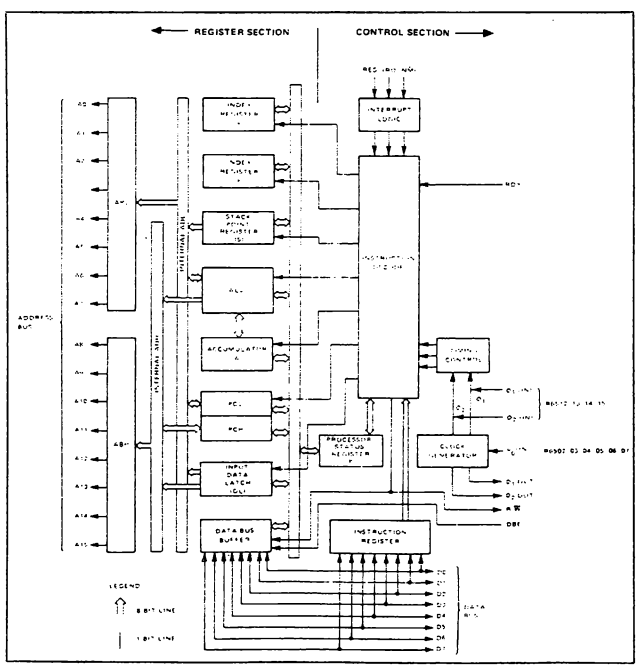


Fig. 6 : Constitution interne de la CPU 6505

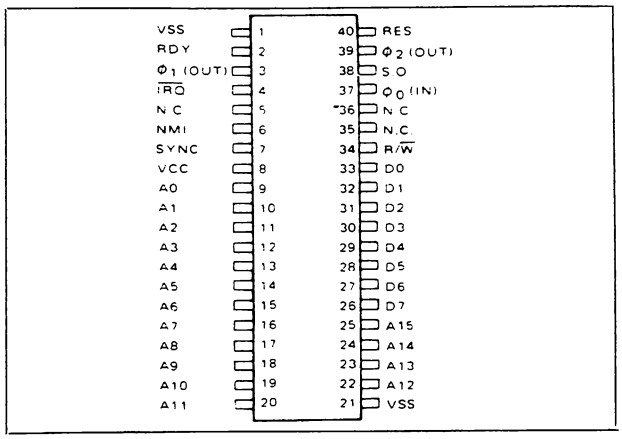


Fig. 7 : Brochage du boîtier DIL 40 broches du 6502

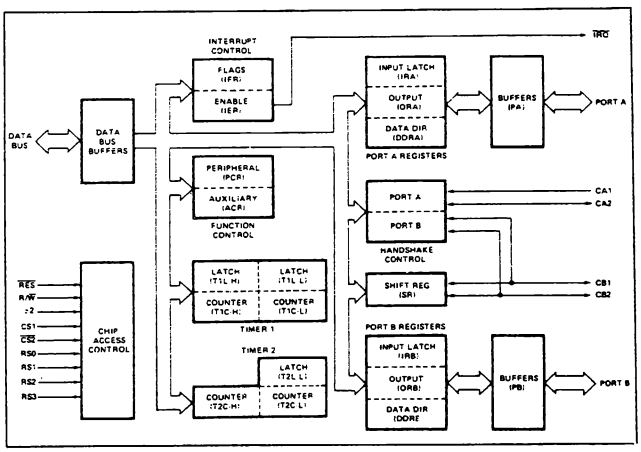


Fig. 8 : Schéma synoptique de la VIA R 6522

Principales caractéristiques techniques :

1. Deux entrées/sorties bidirectionnelles 8 bits.
2. Deux timer/compteurs programmables 16 bits.
3. Entrée série de données.
4. Alimentation par 5 V.
5. Compatible TTL.
6. Lignes de commandes de périphérie compatibles CMOS.
7. Fonctionnement sous 1 et 2 MHz.

Les principales instructions du 6502

LDA LDX LDY	A9 A2 AØ	A5 A6 A4	AD AE AC	B5 B4	BD BC	A1	
STA STX STY		85 86 84	8D 8E 8C	95 94	9D	81	
CMP CPX CPY	C9 EØ CØ	C5 E4 C4	CD EC CC	D5	DD		
AND ORA EOR	29 Ø9 49	25 Ø5 45	2D ØD 4D	35 15 55	3D 1D 5D	21 Ø1 41	
ADC SBC	69 E9	65 E5	6D ED	75 F5	7D FD	61 E1	
INC DEC		E6 C6	EE CE	F6 D6	FE DE		
ASL LSR ROL ROR	A ØA A 4A A 2A A 6A	Ø6 46 26 66	ØE 4E 2E 6E	16 56 36 76	1E 5E 3E 7E		
JMP JSR			4C 20				6C
BCC BCS	9Ø BØ	BEQ BNE	FØ DØ	BPL BMI	1Ø 3Ø	BVS BVC	7Ø 5Ø
CLC SEC	18 38	TAX TXA	AA 8A	INX DEX	E8 CA	PHA PLA	48 68
CLD SED	D8 F8	TAY TYA	A8 98	INY DEY	C8 88	PHP PLP	Ø8 28
CLI SEI	58 78	TSX TXS	BA 9A	NOP BRK	EA ØØ	RTS RTI	6Ø 4Ø

Exemples de programmation

Exemple 1 :

Le signe "L" doit être représenté sur les afficheurs 1 et 5.

"L" n'est pas représentable avec les caractères définis Ø à F, il faut commander les segments individuellement, ce que l'on obtient en mode DISPEX, qui est normalement mis en fonction par le système (page 14).

Pour le signe "L", il faut poser les bits Ø, 1, 5 (page 14) - ce qui signifie 23 en hexadécimal.
Les afficheurs 1 et 5 sont commandés par les adresses DISP1 et DISP5 (ce qui correspond à ØØA3 et ØØA7).

Il faut donc inscrire la constante 23 aux adresses mémoires ØØA3 et ØØA7.
Le programme se termine par le retour au programme moniteur : JMP MON65E.

Le programme :		**Le code hexadécimal:**	
LDA	#$23	A9	23
STA	DISP1	85	A3
STA	DISP5	85	A7
JMP	MON65E	4C	1b F8

Introduisez le programme (le code hexadécimal) dans la mémoire vive.
Chaque introduction sera terminée par E-Enter.
Mettre l'adresse à Ø2ØØ à l'aide de A-Adresse.
Démarrez le programme par G-Go.
L'affichage doit prendre l'aspect suivant :

L— — — L—

La touche E-Enter vous permet de revenir au programme moniteur.

Exemple 2 :

Représentation de 6 caractères quelconques sur les afficheurs 1, 2, 3, 4, 5, 6. Les caractères se trouvent dans le tableau "TAB" qui se situe en page zéro à partir de l'adresse ØØØØ.

La longueur de saut après l'instruction BPL doit être introduite à l'aide de I-Index B.

Le programme :

```
        LDX  #$Ø5
SCHL:   LDA  TAB, x
        STA  DISP1, x
        DEX
        DPL  SCHL
        JMP  MON65E
```

Le code hexadécimal :

```
Ø2ØØ   A2  Ø5
Ø2Ø2   b5  ØØ
Ø2Ø4   95  A3
Ø2Ø6   CA
Ø2Ø7   1Ø  F9   ◀ avec Index B
Ø2Ø9   4C  1b F8
```

Les 6 caractères à représenter sont inscrits dans les adresses de mémoire ØØØØ à ØØØ5.

Exemple : ICH

```
TAB:  ØØØØØØ          DISP1
      ØØØ121          DISP2
      ØØØ263     ▶    DISP3
      ØØØ33D          DISP4
      ØØØ4ØØ          DISP5
      ØØØ5ØØ          DISP6
```

Par A-Adresse vous revenez au début du programme (Ø2ØØ) et démarrez le programme par G-Go.

Exemple 3 :
Représentation du code clavier sur les afficheurs 5 et 6 :

Le programme se met d'abord en mode Display System (DISPSY - affichage direct des caractères hexadécimaux).

On scrute le clavier par KEYIN puis on transfère la valeur contenue dans l'accumulateur à l'adresse ØØA2. Le système indique, sur les afficheurs 5 et 6, le contenu de l'adresse ØØA2.

```
Ø2ØØ 2Ø Ø9 F8          JSR DISPSY
Ø2Ø3 2Ø ØØ F8  SCHL :  JSR KEYIN
     85 A2             STA DAT8
     4C Ø3 Ø2          JMP SCHL
```

Lorsque le programme est démarré à partir de Ø2ØØ, les afficheurs 5 et 6 affichent le code de la touche enfoncée (sauf RESET).

Exemple 4 :
Incrémentation hexadécimale sur les afficheurs 1, 2 :

```
Ø2ØØ 2Ø Ø9 F8
Ø2Ø3 A9 Ø3
     2Ø 1EF8
     E6 A1
     4C Ø3 Ø2

       JSR DISPSY
SCHL:  LDA #$Ø3
       JSR TØ1S   :Boucle de
                   temporisation
       INC A1     :Incrémentation (A1)
       JMP SCHL
```

Exemple 5 :
Programme dépendant de l'heure :

Certaines utilisations exigent qu'un programme défini commence à une heure déterminée, comme par exemple une commande de chauffage. Nous nous proposons de montrer ici comment résoudre un tel problème à l'aide de l'horloge à quartz incorporée. On suppose au départ que l'heure de démarrage se trouve aux adresses ØØ, Ø1, Ø2 de la page zéro.

L'heure réelle se trouve dans les adresses STD (heures), MIN (minutes) et SEK (secondes) c'est-à-dire en A9, AA et AB.

```
Ø2ØØ  A2 Ø2
Ø2Ø2  B5 ØØ
Ø2Ø4  D5 A9
Ø2Ø6  DØ F8
Ø2Ø8  CA
Ø2Ø9  1Ø F7
Ø2ØB  ...
LDX   #Ø2
LDA   ØØ,X    :Chercher l'heure de
                consigne
CMP   STD,X   :Comparaison avec l'heure
                réelle
BNE   $2ØØ    :Différente : recommencer
DEX   ...
BPL   $2Ø2    :Toujours différente
Ø2ØB  ...
```

A l'adresse Ø2ØB commence le programme utilisateur proprement dit, qui démarre lorsqu'on atteint l'heure figurant aux adresses ØØØØ à ØØØ2.

Utilisation des adresses de mémoire GA, GX et GY

L'utilisateur peut inscrire des données dans les adresses GA, GX et GY. Lorsqu'on démarre un programme par la touche G, ces données sont transférées dans l'accumulateur et les registres X et Y. De sorte qu'on démarre un programme avec des valeurs définies. On peut ainsi tester certaines parties du programme sans que d'autres calculs les influencent. A titre d'exemple, on peut placer certaines valeurs dans GA et sauter au sous-programme TØ1S.

Brève initiation au système micro-ordinateur MPS 65

Introduction au système de numération hexadécimale

Un système informatique ne fonctionne qu'avec des impulsions logiques, comme MARCHE ou ARRÊT, représentées par 1 ou Ø.

Une telle information se nomme un "bit" Pour mieux manier les ensembles de bits, ceux-ci sont toujours regroupés par quatre dans le système hexadécimal, et ils sont représentés par des chiffres ou des lettres. Ces quatre bits s'appellent des "nibbles". Huit bits ou deux nibbles donnent un "octet", ou "byte" en américain et en allemand.

Le tableau suivant présente les systèmes décimal, binaire et hexadécimal.

décimal	binaire	hexadécimal
Ø	ØØØØ	Ø
1	ØØØ1	1
2	ØØ1Ø	2
3	ØØ11	3
4	Ø1ØØ	4
5	Ø1Ø1	5
6	Ø11Ø	6
7	Ø111	7
8	1ØØØ	8
9	1ØØ1	9
10	1Ø1Ø	A
11	1Ø11	B
12	11ØØ	C
13	11Ø1	D
14	111Ø	E
15	1111	F

Comme le montre le tableau, la représentation hexadécimale correspond exactement, pour les combinaisons de bits ØØØØ à 1ØØ1, aux nombres décimaux.

Pour les combinaisons 1Ø1Ø à 1111, il faut ajouter un second chiffre dans le système décimal. Ce qui est matériellement correct, mais pose des problèmes pour les tableaux et les liaisons logiques. Pour pouvoir conserver une représentation à un seul chiffre, les valeurs 1Ø à 15 du système décimal sont figurées par les lettres A, B, C, D, E, F dans le système hexadécimal.

Nous donnons ci-après quelques exemples de calcul avec le système hexadécimal.

Pour éviter les confusions, les nombres hexadécimaux sont précédés du $ (dollar) ou suivis d'un H (pour hexadécimal).

Dans les exemples qui suivent, nous n'utiliserons que le $, qui correspond par ailleurs à la représentation normale avec les systèmes équipés d'un 6502 et 6800.

Exemple 1
Fonction ADN (ET, AND) sur 4 bits

binaire	hexadécimal
Ø1Ø1	$5
^ Ø11Ø	$6
Ø1ØØ	$4

Exemple 2
Fonction ADN (ET, AND) sur 8 bits

binaire	hexadécimal
11Ø1.11ØØ	$DC
^ 11ØØ.Ø111	$C7
11ØØ.Ø1ØØ	$C4

Exemple 3
Fonction ORA (OU, OR)

binaire	hexadécimal
Ø111.ØØØØ	$7Ø
ˇ ØØ11.Ø1ØØ	$C7
Ø111.Ø1ØØ	$74

Exemple 4
Fonction EOR (OU exclusif, EXOR)

binaire	hexadécimal
Ø1Ø1.ØØØØ	$7Ø
ˇ ØØ11.Ø1ØØ	$34
Ø11Ø.Ø1ØØ	$64

Exemple 5
Fonction ADD (ADDITION)

binaire	hexadécimal
Ø1Ø1.ØØ1Ø	$52
+ Ø1Ø1.11ØØ	$5C
1Ø1Ø.111Ø	$AE

Exemple 6
Fonction ADD avec CARRY
(ADDITION avec REPORT)

binaire	hexadécimal
Ø1Ø1.ØØ1Ø	$52
+ 11Ø1.Ø11Ø	$D6
1.ØØ1Ø.1ØØØ	$1.28

↑ Bit de carry (report)

Registres CPU

Le CPU (central processing unit, unité centrale) 6502 comporte plusieurs registres dans lesquels on peut réaliser des opérations logiques. L'un de ces registres se nomme "accumulateur", accu en abrégé.
Cet accumulateur a une longueur de 8 bits.

De sorte que tous les exemples (1 à 6) peuvent facilement être exécutés. On dispose même d'un bit de report (exemple 6).

Le microprocesseur doit d'abord recevoir une instruction disant quel nombre doit être inscrit dans l'accu. Cette instruction se dit "Charge l'accu avec une constante".

Le constructeur de la CPU l'a abrégée en "LDA" (Load Accu). Toutes les instructions de la CPU s'abrègent ainsi, avec trois lettres.

Exemple 3 sous forme de programme

Traduisons l'exemple 3 pour en faire un programme à introduire dans l'ordinateur. Le programme se "prononcerait" ainsi :

1. Charge l'accu avec la constante hexadécimale 7Ø (chargement direct).
2. Exécute une fonction OU avec le nombre hexadécimal 34.
3. Arrête-toi et affiche le résultat.

Cette façon d'écrire un programme serait rapidement cause de confusions inextricables. C'est la raison pour laquelle le fabricant de la CPU a codifié des abréviations (nommées "mnémoniques") qui donnent l'aspect suivant au programme :

```
LDA  #$7Ø
ORA  #$34
BRK
```

LDA, ORA et BRK sont les instructions, suivies des constantes.
# indique qu'il s'agit d'un chargement immédiat.
$ indique qu'il s'agit d'un nombre hexadécimal.

Dans le tableau 1 nous trouvons les mnémoniques des instructions et dans le tableau 2 le code hexadécimal.

A l'aide des codes du tableau, nous pouvons maintenant introduire le programme dans le MPS 65. La constante se trouve immédiatement après chaque code d'instruction :

Adresses	Code hexa	Instruction	Constante
Ø2ØØ	A9	LDA	#$7Ø
Ø2Ø1	7Ø		
Ø2Ø2	Ø9	ORA	#$34
Ø2Ø3	34		
Ø2Ø4	ØØ	BRK	

— Introduisez ce programme.
— Retournez à l'adresse de démarrage Ø2ØØ.
— Démarrez le programme par G-Go.

Le programme est alors exécuté des adresses Ø2ØØ à Ø2Ø4 et s'arrête à Ø2Ø4.

L'instruction BRK (Break) provoque l'affichage des registres du CPU (les afficheurs 5 et 6 concernent l'accu).

Affichage :

(Registre X)	Registre (Y)	(Accu)	
0 0	0 0	7 4	Résultat (exemple 3)

Exemple 5

Programme d'addition.

Afin de transformer correctement l'exemple 5 en programme, il faut s'assurer que le bit de report est effacé avant l'addition. L'instruction CLC (clear carry) efface le bit de report (le met à Ø).

A l'aide du tableau 1, on peut maintenant écrire le programme pour l'exemple 5 :

```
LDA    #$52
CLC
ADC    #$5C
BRK
```

et l'introduire en code hexadécimal à partir de l'adresse $Ø2ØØ :

Ø2ØØ	A9	LDA	#$52
Ø2Ø1	52		
Ø2Ø2	18	CLC	
Ø2Ø3	69	ADC	#$5C
Ø2Ø4	5C		
Ø2Ø5	ØØ	BRK	

A la fin du programme le résultat de l'addition apparaît sur les afficheurs 5 et 6 (contenu de l'accu).

Faites l'expérience avec diverses valeurs.

Maintenant que nous avons donné des exemples d'opérations logiques simples, où nous avons toujours travaillé sur des "constantes", il faut montrer comment traiter des données tirées d'autres parties de l'ordinateur, et pas seulement de celles qui se trouvent déjà dans le programme.

Une telle possibilité de sélection s'appelle "type d'adressage".

Nous connaissons déjà ce type d'adressage, l'adressage direct ou immédiat, avec les exemples 1 à 5.

Nous connaissons également l'adressage "implicite", l'instruction CLC (clear carry - efface le bit de report) de l'exemple 5 utilisant ce type d'adressage.

L'adressage implicite ne néeessite pas d'indication d'adresses ou de constante et se compose d'un seul octet en code hexadécimal.

Les instructions comme CLC, CLD, TAX, etc. sont des instructions à adressage implicite.

L'adressage absolu est un autre type d'adressage, qui permet de combiner des valeurs à partir d'adresses diverses de l'ordinateur.

Les instructions utilisant ce type d'adressage se composent toujours de trois octets. Le code d'instruction est toujours suivi d'une adresse à 16 bits (2 x 8 bits).

Exemple 6 (mot à mot) :
Charge l'accu avec le contenu de l'adresse Ø3ØØ.

La mnémonique s'écrit :
LDA = Ø3ØØ

Le code hexa s'écrit :
AD (code d'instruction)
ØØ (partie de faible poids de l'adresse à 16 bits)
Ø3 (partie de poids élevé de l'adresse à 16 bits)

Exemple 7
Les contenus des adresses 0300 et 0301 doivent être utilisés pour une opération logique ET. Le résultat doit être inscrit à l'adresse 0302. Notre programme d'initiation commencera comme d'habitude à l'adresse #0200.

Ø2ØØ AD	(Code d'instruct.)	LDA $0300
Ø2Ø1 ØØ	(Adresse à 16 bits)	
Ø2Ø2 Ø3		
Ø2Ø3 2D	(Code d'instruct.)	ADN $0301
Ø2Ø4 Ø1	(Adresse à 16 bits)	
Ø2Ø5 Ø3		
Ø2Ø6 8D	(Code d'instruct.)	STA $0302
Ø2Ø7 Ø2	(Adresse à 16 bits)	
Ø2Ø8 Ø3		
Ø2Ø9 ØØ	(Code d'instruct.)	BRK

Notre exemple sera :

Ø11Ø.1ØØ1	$69
▲ ØØ11.11ØØ	$3C
ØØ1Ø.1ØØØØ	$28

Mettez les valeurs $69 et $3C dans les adresses $Ø3ØØ et $Ø3Ø1. N'oubliez pas, après introduction, de terminer par E-Enter.

Démarrez le programme à partir de l'adresse $Ø2ØØ.

Si, à la fin du programme, vous trouvez la valeur correcte de l'opération ($28) à l'adresse $Ø3Ø2, l'exemple a bien été suivi. Sinon, vérifiez le programme et les adresses utilisées.

Exercez-vous sur des exemples similaires avec ORA (OU), EOR (OU exclusif) et d'autres adresses.

Le type d'adressage "page zéro" (page Ø)

On nomme page une zone d'adresses qui peut être sélectionnée à partir des 8 bits de faible poids du comptage d'adresses.
L'adressage "page zéro" correspond en principe exactement à l'adressage absolu, à la petite différence près qu'il ne concerne que les adresses de $ØØØØ à $ØØFF.

L'instruction LDA $ØØ1Ø
(en code hexa AD 1Ø ØØ)
peut aussi s'écrire, comme elle concerne la page zéro :

LDA $1Ø (en code hexa A5 1Ø).

Les instructions d'adressage en page zéro se composent donc, contrairement à l'adressage absolu, de deux octets seulement au lieu de trois.
L'avantage de ce mode d'adressage spécifique réside dans le faible encombrement de mémoire et dans le temps d'exécution plus court.
L'indication spécifiant qu'il s'agit d'un adressage en page zéro se trouve dans le code spécial d'instruction (ici A5 au lieu de AD).

Exemple 8

Ø2ØØ A5	(Code d'instruct.)	LDA $1Ø
Ø2Ø1 1Ø	(Adresse à 8 bits)	
Ø2Ø2 25	(Code d'instruct.)	ADN $11
Ø2Ø3 11	(Adresse à 8 bits)	
Ø2Ø4 85	(Code d'instruct.)	STA $12
Ø2Ø5 12	(Adresse à 8 bits)	
Ø2Ø6 ØØ	(Code d'instruct.)	BRK

Le programme combine (par une fonction OU) les contenus des adresses $1Ø et $11 et enregistre le résultat à partir de l'adresse $12.
Introduisez le programme dans l'ordinateur à partir de l'adresse $Ø2ØØ et testez-en le fonctionnement à l'aide d'un déroulement. Modifiez les valeurs dans les adresses $1Ø et $11.

Brochage du connecteur de bus J1

Le brochage du connecteur J1 du MPS 65 est une extension du BUS SMP.
Les standards (adresses, données) et signaux particuliers (lignes de commande, alimentation) sont reliés aux fiches du bus.
Le tableau montre comment les diverses lignes sont reliées aux diverses broches. Les tirets indiquent que les broches sont disponibles pour d'autres signaux. La rangée b n'est pas utilisée.

Bus SMP étendu du MPS 65

1	−15V	1	−12V
2	−5V	2	GND
3	s.o.	3	+5V
4	Ø2	4	—
5	R/W	5	A12
6	RES	6	AØ
7	SYNC	7	A13
8	R/W	8	A1
9		9	A14
10	RAM R/W	10	A2
11	—	11	A15
12	READY	12	A3
13	BUSEN	13	—
14	DØ	14	A4
15	—	15	—
16	D1	16	A5
17	—	17	—
18	D2	18	A5
19	—	19	—
20	D3	20	A7
21	—	21	—
22	D4	22	A8
23	IRQ	23	—
24	D5	24	A9
25	—	25	—
26	D6	26	AlØ
27	—	27	—
28	D7	28	A11
29	—	29	—
30	—	30	—
31	+15V	31	GND
32	+5V	32	+12 V
Rangée a		Rangée c	

6.1 Micro-ordinateur MPS 65

Liste des instructions du microprocesseur MCS 650 X

ADC	Add Memory to Accumulator with Carry	JSR	Jump to New Location Saving Return Address
AND	"AND" Memory with Accumulator		
ASL	Shift Left One Bit (Memory or Accumulator)	LDA	Load Accumulator with Memory
		LDX	Load Index X with Memory
BCC	Branch on Carry Clear	LDY	Load Index Y with Memory
BCS	Branch on Carry Set	LSR	Shift Right One Bit (Memory or Accumulator)
BEQ	Branch on Result Zero		
BIT	Test Bits in Memory with Accumulator	NOP	No Operation
BMI	Branch on Result Minus	ORA	"OR" Memory with Accumulator
BNE	Branch on Result not Zero		
BPL	Branch on Result Plus	PHA	Push Accumulator on Stack
BRK	Force Break	PHP	Push Processor Status on Stack
BVC	Branch on Overflow Clear	PLA	Pull Accumulator from Stack
BVS	Branch on Overflow Set	PLP	Pull Processor Status from Stack
CLC	Clear Carry Flag	ROL	Rotate One Bit Left (Memory or Accumulator)
CLD	Clear Decimal Mode	ROR	Rotate One Bit Right (Memory or Accumulator)
CLI	Clear Interrupt Disable Bit	RTI	Return from Interrupt
CLV	Clear Overflow Flag	RTS	Return from Subroutine
CMP	Compare Memory and Accumulator		
CPX	Compare Memory and Index X	SBC	Subtract Memory from Accumulator with Borrow
CPY	Compare Memory and Index Y	SEC	Set Carry Flag
		SED	Set Decimal Mode
DEC	Decrement Memory by One	SEI	Set Interrupt Disable Status
DEX	Decrement Index X by One	STA	Store Accumulator in Memory
DEY	Decrement Index Y by One	STX	Store Index X in Memory
		STY	Store Index Y in Memory
EOR	"Exclusive-Or" Memory with Accumulator		
		TAX	Transfer Accumulator to Index X
INC	Increment Memory by One	TAY	Transfer Accumulator to Index Y
INX	Increment Index X by One	TSX	Transfer Stack Pointer to Index X
INY	Increment Index Y by One	TXA	Transfer Index X to Accumulator
		TXS	Transfer Index X to Stack Pointer
JMP	Jump to New Location	TYA	Transfer Index Y to Accumulator

■

5/7.1

Générateur de fonctions VHF/UHF pour modulation AM et FM

Ce générateur comprend deux sous-ensembles complets :

a) un générateur HF qui couvre sans trous de 100 kHz à 30 MHz et est modulable en AM;
b) un générateur UHF/VHF, couvrant les bandes I, II, III et V et modulable en FM. Il peut être vobulé sur la totalité de chacune de ces bandes.

Générateur HF

Le générateur HF comporte deux oscillateurs à FET en montage à drain commun. L'oscillateur supérieur oscille entre 100 kHz et environ 2,5 MHz, celui du bas entre 1,8 MHz et 30 MHz. Les deux oscillateurs sont commutés par des bobinages insérés dans leur circuit de gate. Si cette bobine manque, l'oscillateur ne fonctionne pas. Les oscillateurs, dont l'accord fin est assuré par un condensateur variable placé dans le circuit de gate, sont suivis chacun par un étage à émetteur commun, qui interdit toute réaction des étages suivants sur les oscillateurs. Le signal de sortie de ces étages séparateurs attaque l'étage de sortie équipé d'un MOS-FET. Les résistances de 390 ohms servent au découplage et doivent être soudées directement en série avec les condensateurs de 1 nF. Les résistances de 47 ohms du circuit gate du 3N128 et de 33 ohms du circuit émetteur du BC 237 servent à réduire les oscillations UHF et doivent être montées aussi près des transistors que possible. Sur la borne de sortie, on trouve un niveau d'environ 500 mV, et sur la borne suivant le diviseur environ 20 mV sans charge. La modulation AM est assurée par un transistor qui module la tension d'alimentation des oscillateurs HF. On peut atteindre environ 30% de profondeur de modulation.

Générateur VHF/UHF

Ici encore, on utilise deux oscillateurs. L'oscillateur supérieur fonctionne sur les bandes I à III, celui du bas sur la bande V. L'oscillateur VHF fonctionne en montage à base commune. L'élément déterminant la fréquence est le circuit oscillant du circuit collecteur. L'accord fin est assuré par la diode varactor BB 205. Des diodes

de commutation mettent en service les bobines L 26, L 26 et L 27 en série, ou L 26, L 27 et L 28 en série, et assurent ainsi la commutation des bandes. La tension d'accord est fournie par un circuit 741, ajoutant une tension continue à la tension de modulation et l'adaptant aux diodes varactor. L'oscillateur UHF fonctionne de façon similaire à celle de l'oscillateur VHF. Mais la bobine de collecteur n'est constituée que d'un morceau de fil argenté. L'accord s'effectue comme indiqué ci-dessus. Les signaux de sortie des deux oscillateurs sont appliqués à l'amplificateur de sortie à travers des diodes de commutation. Cet amplificateur les renforce et en adapte l'impédance. On dispose ainsi, aux bornes d'une charge bien adaptée, d'un signal de valeur compris entre + 14 dBm et + 7 dBm. La combinaison RC du circuit base-collecteur empêche l'accrochage. Les deux résistances de 33 ohms du circuit émetteur doivent, pour éviter toute inductance parasite, être soudées directement sur les broches des émetteurs. La position des divers composants de cette partie du générateur est très critique. C'est pourquoi on devrait la monter dans un boîtier métallique formé de plusieurs compartiments. Le câblage ne s'effectue pas sur un circuit imprimé, mais sur des supports en téflon. Il est conseillé de respecter les plans de perçage et de câblage. De plus, les lignes véhiculant une tension continue devraient sortir directement du boîtier métallique par l'intermédiaire de condensateurs de traversée (1 nF).

Le générateur de modulation est commun aux deux groupes. Il fonctionne à environ 5 kHz et fournit une tension de forme approximativement trapézoïdale pour les modulations AM et FM. L'alimentation est de type courant, avec des régulateurs de tension. Les condensateurs de 0,1 F sont soudés directement sur le transformateur, pour éviter les perturbations par la tension secteur.

Instructions de réglage

1. Brancher l'oscilloscope et le fréquencemètre à la sortie du générateur HF.
2. Placer le potentiomètre de modulation sur 0, le potentiomètre de 250 kohms du transistor de modulation au maximum, le condensateur variable sur la capacité maximale.
3. Placer le sélecteur sur L 11.
4. Surveiller la tension de sortie et la régler à 100 kHz à l'aide du noyau.
5. Régler le condensateur variable au minimum, pour obtenir une fréquence de 140 kHz ou plus.
6. Placer le sélecteur sur L 12, le condensateur variable sur la capacité maximale, régler la fréquence de sortie à 140 kHz, placer le condensateur variable sur la capacité minimale, la fréquence de sortie doit être d'au moins 200 kHz.
7. Continuer de tourner le sélecteur, et pour chaque palier régler les fréquences comme ci-dessus.
8. Placer le sélecteur sur L 17, le potentiomètre de modulation sur la position d'amplitude maximale, surveiller le signal de sortie. Vérifier la tension en plaçant l'oscilloscope sur la sortie de modulation. A l'aide du potentiomètre de 250 kohms du transistor de modulation, se régler sur une modulation AM bien visible.
9. Vérifier toutes les autres gammes

7.1 Générateur de fonctions VHF/UHF pour modulateur AM et FM

en AM, procéder éventuellement à une correction du réglage à l'aide du potentiomètre.

10. Brancher le fréquencemètre, l'oscilloscope ou l'analyseur de spectre à la sortie du générateur VHF/UHF; placer le potentiomètre de modulation de l'oscilloscope au minimum, la commande de fréquence en butée à + 12 V, le sélecteur en bande III.
11. Régler la tension de sortie de l'oscilloscope, à l'aide du potentiomètre de 100 kohms. sur 20 V.
12. Se régler sur 225 MHz à l'aide du noyau de L 26.
13. Tourner le potentiomètre vers la masse, vérifier si l'on atteint 176 MHz, sinon régler L 26 sur une fréquence un peu plus basse. Placer le potentiomètre à + 12 V et régler la bande II sur 110 à 87,5 MHz.
14. Placer le sélecteur sur I, se régler à 68 MHz à l'aide de L 28, tourner le potentiomètre vers la masse, véri-

N°	L	Type	Spires	Fil
11	30 mH	SK 2000 T26 A_L = 400	273	0,2 Cu émail
12	15 mH	SK 2000 T26 A_L = 400	193	0,2 Cu émail
13	5 mH	SK 2000 T26 A_L = 400	111	0,2 Cu émail
14	1,5 mH	A_L = 100	122	0,2 Cu émail
15	600 µH	SK 1100 N22 A_L = 400	77	0,4 Cu émail
16	220 µH	SK 80 K1 A_L = 40	74	0,4 Cu émail
17	70 µH	SK 80 K1 A_L = 40	41	0,5 Cu émail
18	25 µH	cyl. 1 couche 20 x 9	86	0,1 Cu émail
19	9 µH	cyl. 1 couche 10 x 9	39	0,3 Cu émail
110	3 µH	cyl. 1 couche 10 x 4	42	0,2 Cu émail
111	1 µH	cyl. 1 couche 10 x 4	25	0,3 Cu émail
112	300 nH	cyl. 1 couche 10 x 4	13	0,8 Cu émail
21	500 nH	cyl. 1 couche 8 x 4	10	0,5 Cu émail
22	500 nH	cyl. 1 couche 8 x 4	10	0,5 Cu émail
23	500 nH	cyl. 1 couche 8 x 4	10	0,5 Cu émail
24		Boucle 3,5 Ø	1,25	1 Cu argenté
25	500 nH	cyl. 1 couche 8 x 4	10	0,5 Cu émail
26		cyl. 1 couche 4 x 4	1	0,8 Cu émail
27		cyl. 1 couche 5 x 4	4	0,8 Cu émail
28		cyl. 1 couche 5 x 4	4	0,8 Cu émail

fier qu'on atteint bien 48 MHz, sinon voir étape 13. Placer le potentiomètre sur + 12 V.

15. Placer le sélecteur sur V. Chercher la tension maximale de sortie en agissant sur le potentiomètre de fréquence. Puis se régler à environ 600 MHz en pliant L 24.
16. Vérifier que la modulation FM se produit bien. Ainsi que le fonctionnement de l'atténuateur de sortie (au moins 20 dB).

Réglage des fréquences

1. Générateur HF

L11	100 kHz	159 kHz
L12	135 kHz	220 kHz
L13	200 kHz	318 kHz
L14	290 kHz	468 kHz
L15	430 kHz	700 kHz
L16	680 kHz	1 MHz
L17	950 kHz	1,4 MHz
L18	1,3 MHz	2,5 MHz
L19	2,3 MHz	4,6 MHz
L110	4,0 MHz	8,1 MHz
L111	7,9 MHz	16 MHz
L112	15 MHz	30 MHz

2. Générateur VHF-UHF

L26	175 MHz	220 MHz
L27	87 MHz	110 MHz
L28	47 MHz	68 MHz
L24	550 MHz	650 MHz

7.1 Générateur de fonctions VHF/UHF pour modulateur AM et FM

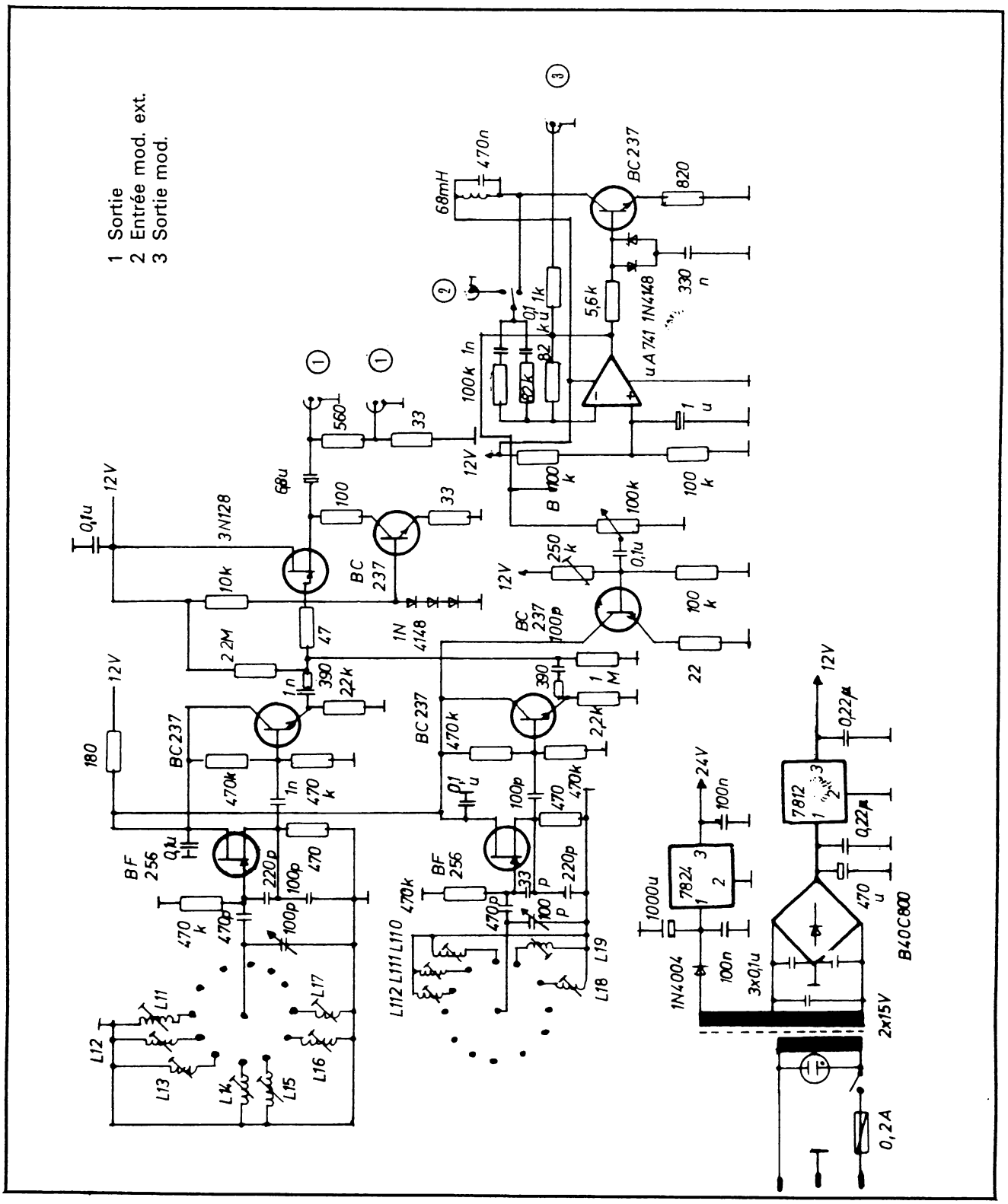


Fig. 1 : Schéma du générateur HF

7.1 Générateur de fonctions VHF/UHF pour modulateur AM et FM

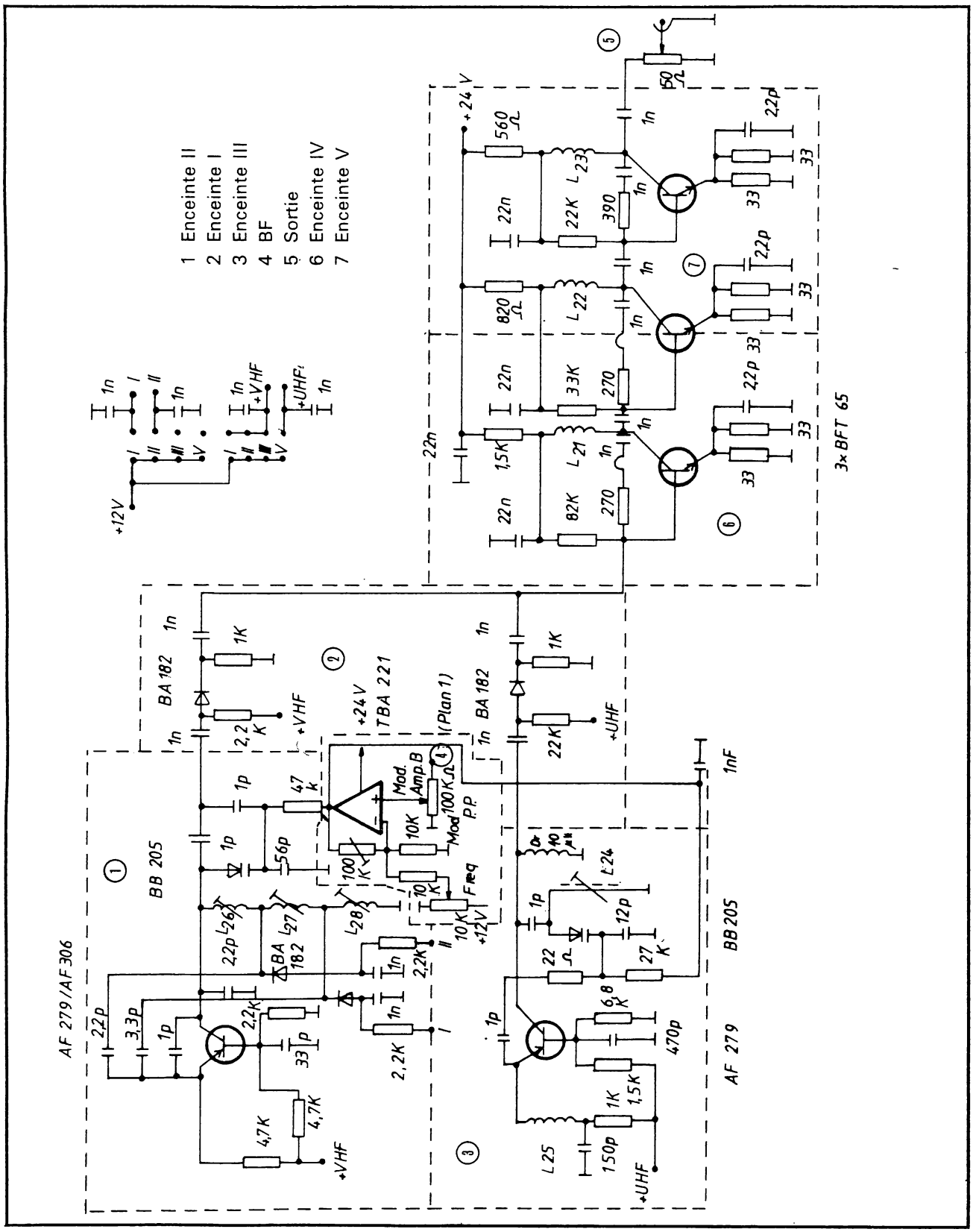


Fig. 2 : Schéma du générateur VHF-UHF

7.1 Générateur de fonctions VHF/UHF pour modulation AM-FM

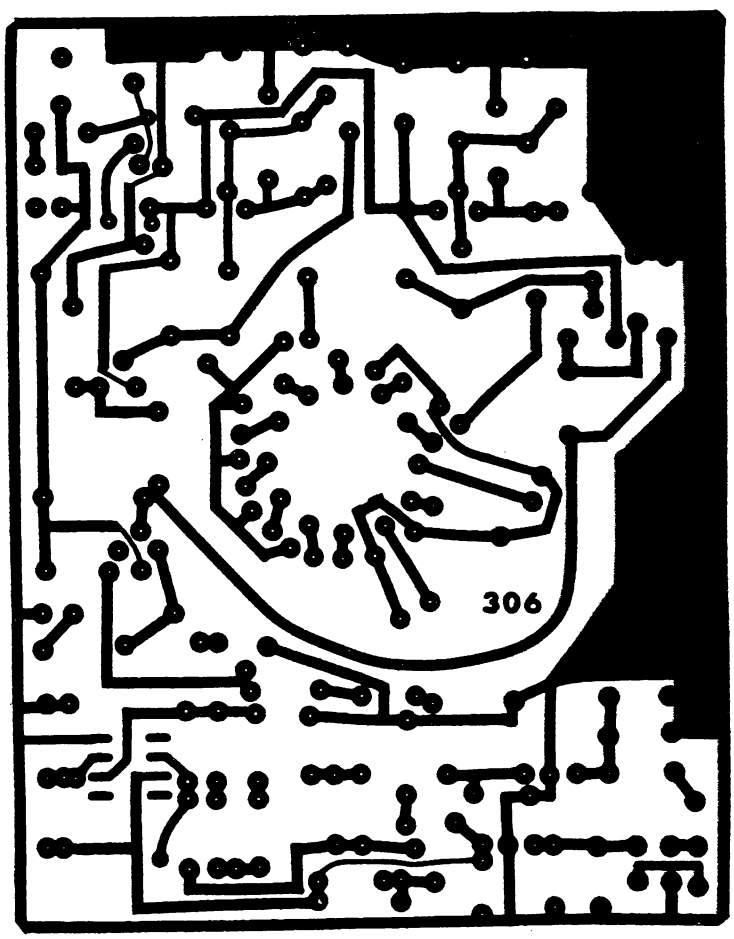
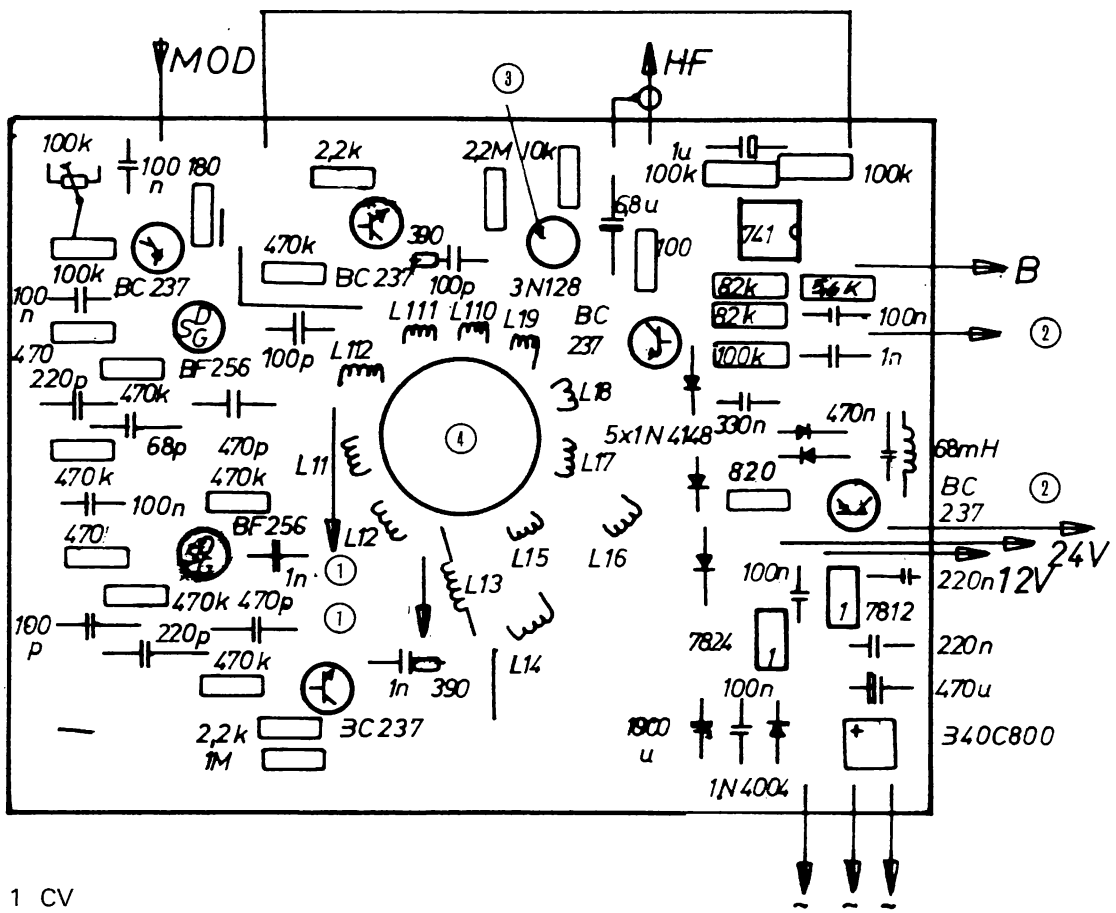


Fig. 3 : Circuit imprimé

7.1 Générateur de fonctions VHF/UHF pour modulateur AM et FM



1 CV
2 Commut. mod.
3 Souder la 47 ohms directement sur le gate
4 Commutation

Fig. 4 : Plan d'implantation

7.1 Générateur de fonctions VHF/UHF pour modulateur AM et FM

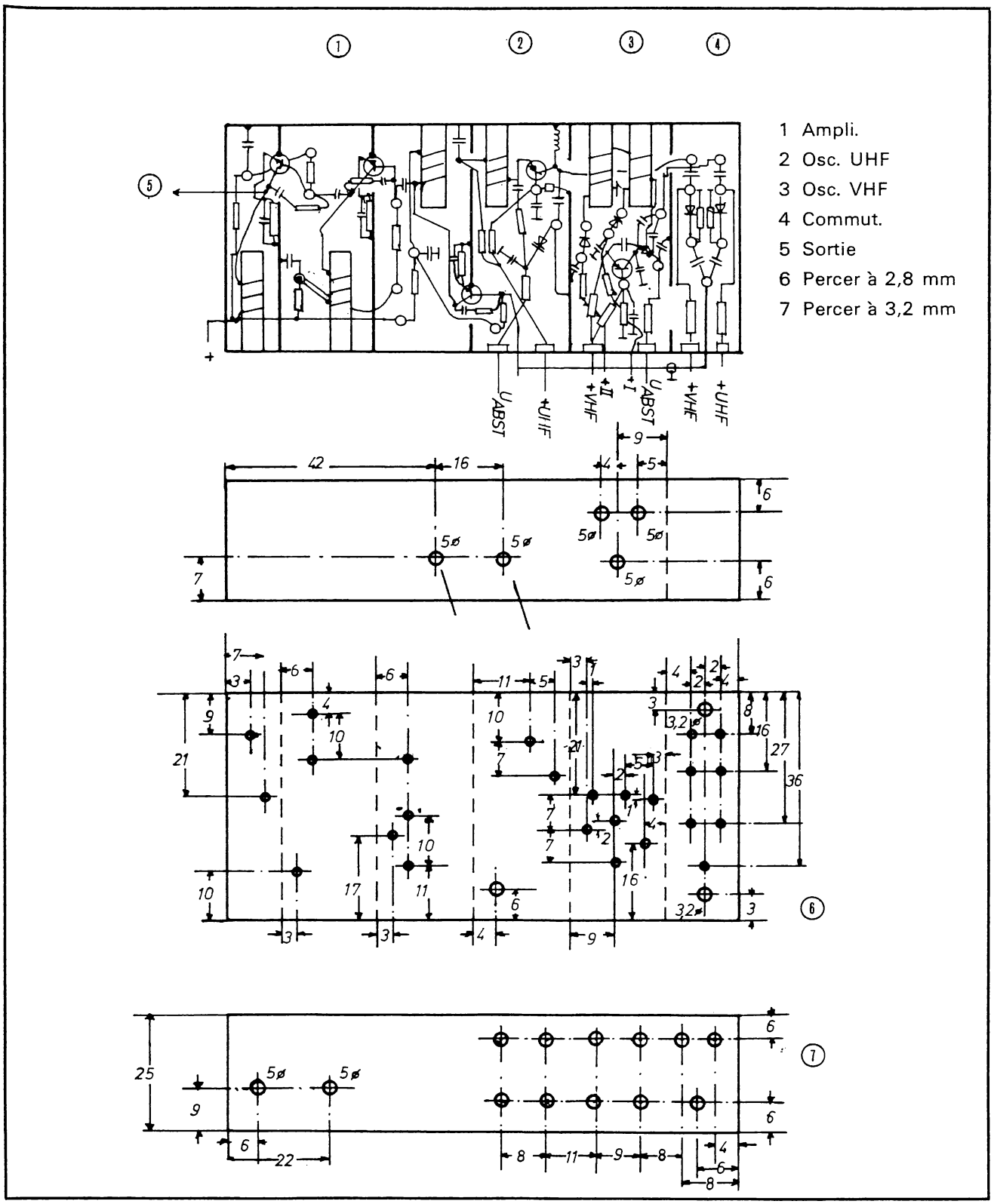


Fig. 5 : Plan de perçage

5/7.2

dBm - mètre de précision pour bande H.F.

Lors de la conception d'un millivoltmètre HF, il faut tenir compte de plusieurs points de vue :
a) Prix : ceci élimine par exemple l'emploi de redresseurs appariés (env. 750.- FF).
b) Réglage : lorsqu'il y a influence réciproque entre impédance d'entrée, sensibilité et température, comme c'est le cas pour un détecteur à FET, le réglage devient trop compliqué.
c) Sensibilité : une sensibilité de base d'au moins — 30 dBm devrait être atteinte, ce qui limite fortement le choix des montages possibles.

d) Graduation unique pour toutes les gammes : le redresseur ne devrait fonctionner que dans la plage quadratique. La graduation linéaire habituelle des calibres d'un galvanomètre peut alors être utilisée pour la lecture des puissances, ce qui permet en outre d'intercaler des divisions additionnelles en dBm ou mV.

Possibilités d'emploi des dBm-mètres et mV-mètres

a) Mesure des faibles puissances, p. ex. des oscillateurs, générateurs de mesure ou générateurs deux tons pour mesures sur les récepteurs.
b) Mesure à forte impédance des faibles tensions dans les circuits de réception et d'émission (mais avec sonde haute impédance).
c) Mesure de gains, courbes de réponses, impédances d'entrée et de sortie des amplificateurs et filtres (à l'aide d'un générateur et d'un pont de mesure d'impédances).
d) Mesure des gains, atténuations de et d'oscillateurs des étages mélangeurs.
e) Étalonnage des atténuateurs et lignes d'étalonnage.
f) Mesures de précision des adaptations d'antenne.
g) Mesures de précision des gains d'antennes. La sensibilité est suffisante pour les mesures en champ éloigné.
h) Mesures de précision des puissances de sortie des émetteurs (à l'aide de lignes d'atténuation, d'atténuateurs enfichables ou coupleurs directionnels).

Description du montage

Un redresseur quadratique à diodes est particulièrement facile à construire pour l'amateur, lorsqu'il est associé à un amplificateur à courant continu. Une caractéristique particulière de ce montage est la fixation de l'impédance d'entrée à 50 ohms, à l'aide d'une résistance ohmique de 50 ohms mise en parallèle sur l'entrée. Comme la résistance dynamique de la diode détectrice, même en

cas de fonctionnement avec un courant de polarisation, se situe dans la plage des milliers d'ohms, l'impédance d'entrée du montage reste indépendante des caractéristiques de la diode, compte non tenu des faibles capacités parasites. L'impédance d'entrée et la réponse en fréquence du montage sont alors pratiquement indépendants de la construction et peuvent, en cas d'emploi de diodes hot-carrier, être maintenues constantes à 50 ohms jusqu'à quelques centaines de mégahertz.

Comme la diode détectrice n'est exclusivement utilisée que dans la partie quadratique, il n'apparait pas de coude de la caractérisitique, tel celui bien connu des redresseurs de crête habituels. La graduation est unique pour tous les calibres. Pour l'indication en watts, on peut employer la graduation linéaire du galvanomètre utilisé. Pour la mesure de puissance dBm et de tension en mV, il faudra ajouter une graduation.

La plage dynamique du circuit s'étend de -40 à -20 dBm à déviation totale. La valeur minimale appréciable est alors de l'ordre de -50 dBm. Mais dans de nombreux cas, il faut disposer d'une sensibilité plus réduite. De sorte que l'appareil est précédé en amont par un atténuateur - nommé ici atténuateur d'étalonnage - de 33 dB maximum, ce qui donne alors $+13$ dBm pour la déviation totale sur la gamme supérieure de puissance.
Le détecteur à diode représenté dans le schéma général de la figure 1 doit fonctionner en redresseur quadratique. De sorte qu'il ne doit pas recevoir de tensions HF dont la valeur dépasse environ 30 mV (correspondants à $-$ 20 dBm) et doit en outre recevoir un courant de polarisation assurant une sensibilité suffisante.

L'impédance d'entrée est fixée par la mise en parallèle de deux résistances à faibles tolérances (R1 et R2) associées à la résistance dynamique de la diode détectrice D1 pour obtenir exactement 50 ohms. Pour compenser l'inductance série parasite du câble coaxial utilisé et du condensateur de couplage, le montage comporte en outre un condensateur parallèle C2 qui complète l'inductance évoquée pour en faire un filtre passe-bas à 50 ohms et remonter ainsi la fréquence limite de la résistance d'entrée à environ 300 MHz. Mais même à 500 MHz, la variation de l'affichage par rapport à la valeur théorique est inférieure à 2,5 dB.

La fréquence limite inférieure de l'appareil de mesure est déterminée par les condensateurs de blocage et de découplage placés des deux côtés de la diode détectrice D1. Elle peut être librement déterminée. Mais les fortes capacités comportent en général une inductivité série parasite, qui risque de réduire la fréquence limite supérieure du montage. On ne devrait utiliser que des condensateurs multicouches à contact axiaux.

La diode détectrice D1, comme la diode de compensation D2, reçoit un courant de polarisation, dépendant de la température, d'environ 20 µA. Il est produit par un générateur de courant constant utilisant les transistors T1 et T2. Le courant de polarisation de la diode D2 peut être ajusté à l'aide des potentiomètres P1 et P2. Ce réglage sert à la correction du zéro de l'amplificateur différentiel qui lui succède. Si la plage de réglage du potentiomètre ne suffisait pas,

7.2 dBm mètre de précision pour bande HF

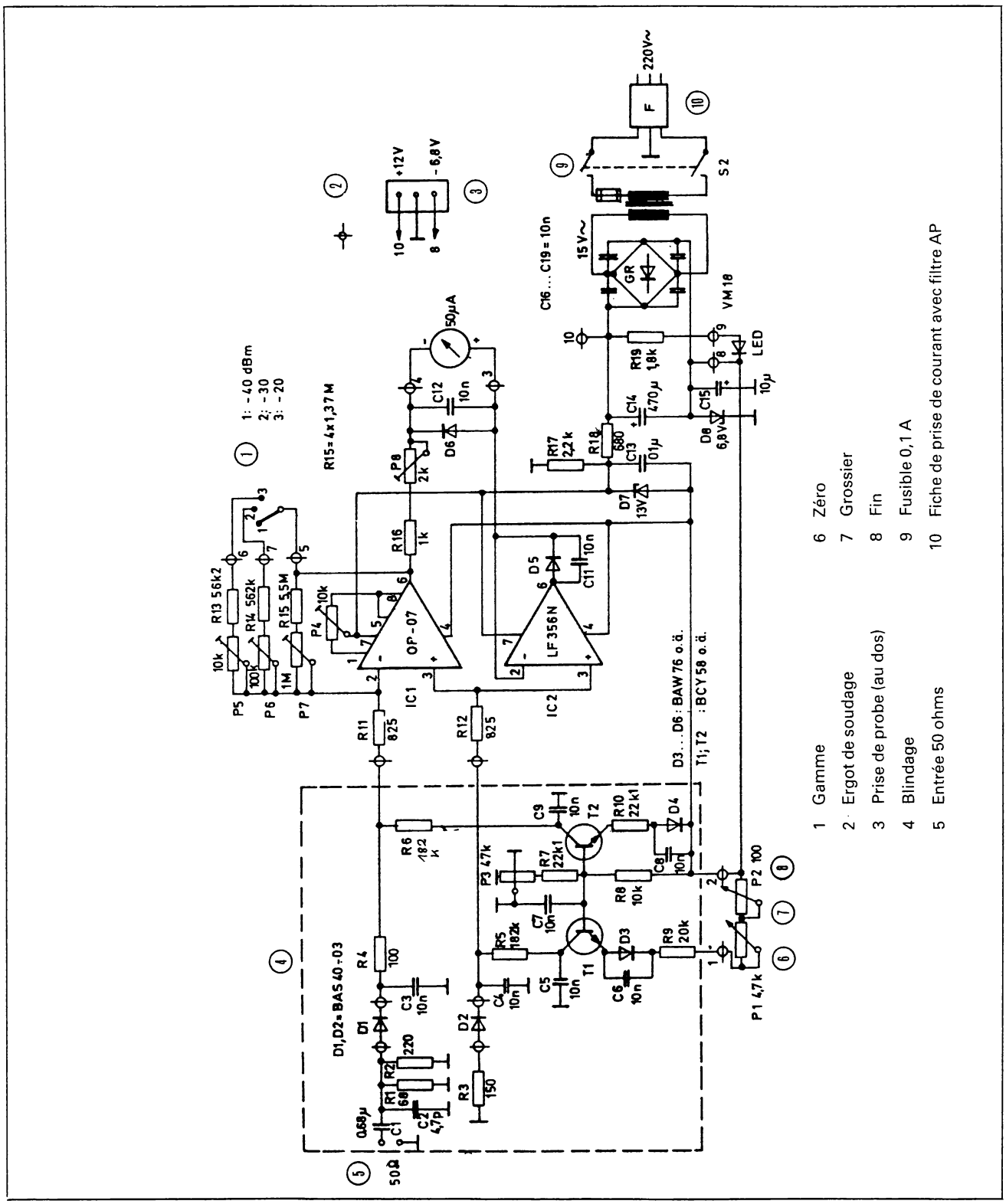


Fig. 1 : Schéma

7.2 dBm mètre de précision pour bande HF

les tensions de seuil des diodes étant trop différentes l'une de l'autre, les diodes placées sur des supports à souder seront faciles à interchanger.

La réponse en température du courant de polarisation doit provoquer une variation de la sensibilité du redresseur à diode en fonction de la température. Pour cela, on exploite la réponse en température de la tension de seuil d'une diode au silicium - qui est d'environ − 2 mV/°C. Les diodes base-émetteur des transistors T1 et T2, ainsi que les diodes additionnelles D3 et D4 du système à courant constant, ont ensemble une réponse en température de 4 mV/°C et influent donc sur les courants collecteurs des transistors. Le dimensionnement indiqué provoque une compensation en température satisfaisante du facteur de redressement de la diode pour des températures ambiantes d'environ + 10 à + 35 °C.

A cause du grand gain de l'amplificateur différentiel qui leur succède, des différences de températures de diodes D1 et D2, même d'une fraction de degré, entraînent un décalage du zéro. C'est pourquoi les deux diodes devraient être en contact thermique étroit, ou tout au moins être très proches l'une de l'autre. Par ailleurs, des variations de température ambiante ne devraient pouvoir agir sur les diodes qu'avec un certain retard. Ce qui serait idéal ici serait l'emploi d'un "thermostat froid" composé d'un boîtier en aluminium épais enrobé de mousse plastique. Mais le redresseur devrait tout au moins être logé dans un petit boîtier de tôle pour éviter l'influence du rayonnement de fortes tensions HF, dues p. ex. à des émetteurs de radiodiffusion. L'amplificateur différentiel présente au redresseur à diode une résistance de charge en continu d'environ 920 ohms. Avec cette charge relativement faible, on atteint la plage dynamique maximale du circuit redresseur.

L'amplificateur à courant continu formé des circuits intégrés IC1 et IC2 ne présente pas de particularités. L'amplificateur IC2 fonctionne en suiveur de tension avec un gain en tension de 1,0 et n'a donc pas besoin de présenter de caractéristiques particulières en ce qui concerne le souffle. Mais l'amplificateur différentiel IC1 fonctionne par contre avec un gain en tension atteignant 6 000. Sa tension de souffle équivalente d'entrée doit donc être inférieure à 1 µV.

L'amplificateur opérationnel OP-07 est conçu pour un très faible souffle sous forte impédance d'entrée. Dans les versions à plage de température réduite, il est relativement bon marché (de l'ordre de 50 FF). Le LF 356N utilisé dans le suiveur de tension IC2 est moins cher. Le circuit imprimé (voir figure 2) est conçu de telle sorte qu'on puisse également utiliser un LF 356 N pour IC1. Mais il faut alors accepter, sur la gamme la plus sensible de − 40 dBm, une erreur de 3% sur la déviation totale, contre environ 1% avec l'OP-07. L'amplificateur OP-07 a un souffle si faible qu'il reste inférieur au souffle dû au courant des diodes D1 et D2, qui ne peut malheureusement pas être réduit. Pour éliminer les autres sources éventuelles de souffle, il est indispensable de filtrer soigneusement la tension d'alimentation et de n'utiliser que des résistances à film métallique. L'ajustable P4 sert au réglage de la tension d'offset

7.2 dBm mètre de précision pour bande HF

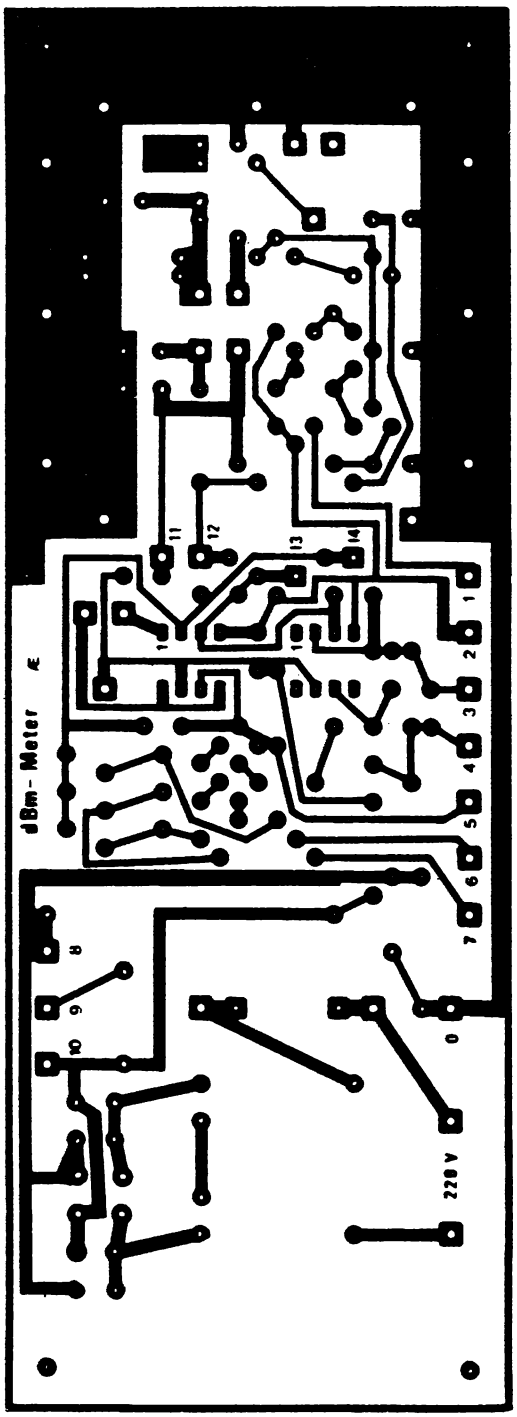


Fig. 1 a : Circuit imprimé 1

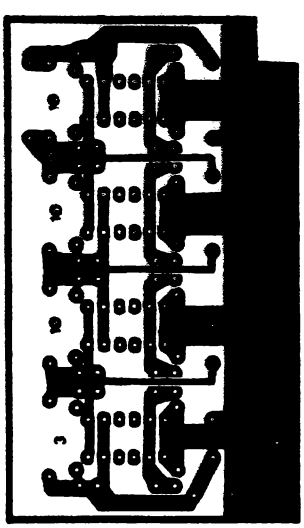
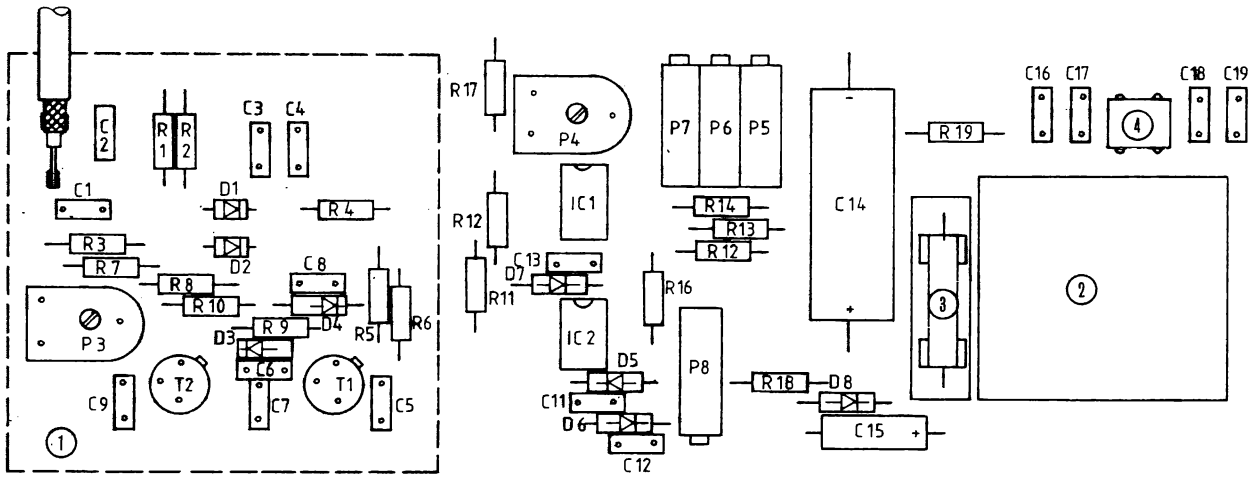


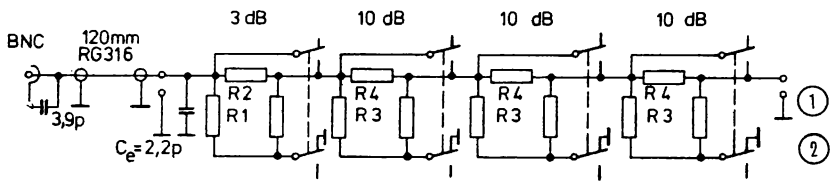
Fig. 1 b : Circuit imprimé 2

7.2 dBm mètre de précision pour bande HF



1 Blindage
2 Transfo alim.
3 Fusible
4 Redr.

Fig. 2 : Branchement dans le véhicule



1 Sortie 100 m_2 RG 316
2 Vers platine principale

Fig. 3 : Circuit imprimé M 075

R1 = 402 R en parallèle sur 1K07 (superposées)
R2 = 22R6 en parallèle sur 86R6 (juxtaposées)
R3 = 110R en parallèle sur 768R (superposées)
R4 = 71R5

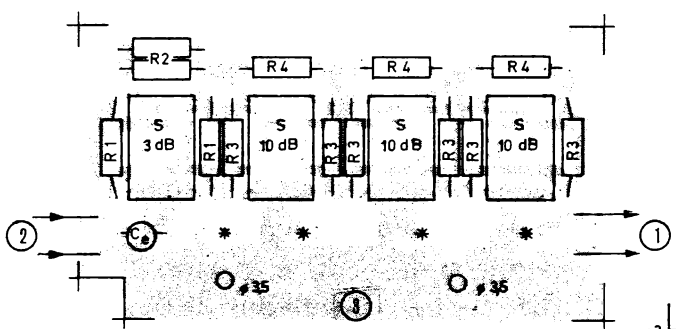


Fig. 4 :

1 Sortie
2 Entrée
3 Possibilité de branchement d'autres C en parallèle

1 Déviation
2 Atténuateur

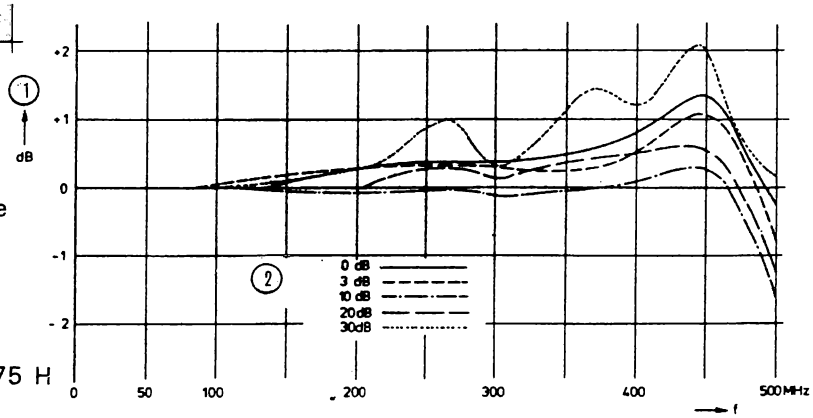


Fig. 5 : Circuit imprimé M 075 H

de l'amplificateur opérationnel. A cause du gain en tension élevé, l'appareil doit bien être protégé contre la HF. A cet effet, tous les transistors et diodes sont découplés, de sorte que le millivoltmètre puisse également fonctionner à proximité d'antennes qui rayonnent. Mais pour cela il faut prévoir un boîtier relativement étanche aux HF, un blindage supplémentaire de la partie détecteur et un filtrage HF sur les entrées secteur. Les diodes D5 et D6 sont destinées à protéger le galvanomètre lors de l'arrêt de l'appareil, qui peut provoquer des courants non définis.

L'alimentation secteur ne présente pas de particularités. On utilise un transformateur à faible puissance pour circuit imprimé. Le contact proposé pour la fiche de prise de courant est antiparasité. On peut également faire fonctionner l'appareil sur piles, en branchant deux piles 9 V en série entre les broches 2 et 10.

Atténuateur d'étalonnage

L'atténuateur commutable permet d'étendre la plage de sensibilité de l'appareil vers des puissances plus fortes. On a recherché une solution économique. Les composants les plus simples et les moins chers se sont révélés être les potentiomètres à curseur rectiligne montés sur carton, conçus pour les circuits imprimés. Les atténuateurs proposés comportent quatre inverseurs pouvant être mis en parallèle deux par deux, afin de réduire les pertes de transmission. La capacité répartie est assez faible pour permettre des atténuations de 20 dB par commutateur jusqu'à 250 MHz.

L'atténuateur comprend quatre étages. Comme le montre le schéma de la figure 3, il comporte trois positions à 10 dB et une position à 3 dB. Associées aux trois positions de l'appareil proprement dit, elles permettent ainsi des gammes de mesure de − 40, − 37, − 30, ... 0, + 10, + 13 dBm et donc une précision de lecture suffisante sur toutes les gammes. La position à 3 dB est importante pour le contrôle de la fonction du détecteur quadratique : lors de la mise en service de l'étage à 3 dB, il faut que la déviation chute de moitié. L'utilisation de résistances à 1% assure que la précision de l'atténuateur reste meilleure que 0,1 dB. L'ensemble de l'atténuateur à quatre étages a été monté sur un petit circuit imprimé de 67 x 38 mm (voir plan d'implantation de la figure 4).

Le circuit atténuateur d'étalonnage représenté par la figure 3 avec son câble d'entrée comporte deux condensateurs de compensation de 2,2 pF chacun, qui complètent l'inductance parasite des extrémités des câbles et des soudures pour présenter une impédance globale de 50 ohms. Mais le faible coût de l'atténuateur comporte malheureusement un inconvénient, car les pertes de transmission, dues aux pertes diélectriques et à celles provoquées par la réduction du courant dans les commutateurs et le circuit imprimé, croissent à partir d'environ 50 MHz. Elles ne sont que de 0,1 dB jusqu'à 30 MHz. Cette valeur est prise en compte dans l'étalonnage de l'appareil. Mais dans les plages de fréquences plus élevées, les pertes supplémentaires sont partiellement compensées par des suroscillations de résonnance des condensateurs de compensation. La courbe de réponse globale est représentée par la figure 5. La plage d'affichage au-dela

de 250 MHz, qui comprend même la bande des 70 cm, peut être utilisée, tout au moins pour des mesures comparatives. L'impédance d'entrée sur cette plage est différente de 50 ohms. Plus l'atténuation d'entrée est forte, plus l'erreur de mesure est grande dans les fréquences supérieures. On constate ici des ruptures de l'impédance caractéristique entre les divers étages de l'atténuateur.

Construction

Circuit imprimé de l'appareil principal

Avant la mise en place des composants, percer les quatre trous de fixation de 3,5 mm, servant au montage sur le chassis. Puis on montera les 19 sabres à l'aide d'un marteau et d'un support percé, les diodes D1 et D2 se montant latéralement sur les sabres correspondants. Le câble coaxial d'entrée, isolé au téflon pour faciliter son soudage, se soude directement sur la métallisation, par le bas.

Circuit imprimé de l'atténuateur

Après perçage des deux trous de fixation, on soude les quatre potentiomètres rectilignes. Dans le cas où les broches des boîtiers des potentiomètres seraient peintes, il faut les gratter pour que les boîtiers soient bien à la masse. Les trous des broches des boîtiers seront éventuellement agrandis. Les résistances, montées en dernier, seront soudées avec des connexions aussi courtes que possible. En cas de résistances superposées, celle de plus faible valeur ohmique doit être montée contre le circuit imprimé. On soude à nouveau les câbles coaxiaux côté cuivre, mais seulement à la fin, lorsqu'on est sûr de la disposition des câbles.

Galvanomètre

Le galvanomètre proposé ici comprend un miroir antiparallaxe et une graduation par 100, qui convient pour l'échelle en µW, et peut servir de référence pour les autres échelles. Nous proposons les graduations suivantes :

1: 0 à 100 µW
2: −20 à 0 dBm
3: 0 à 224 mV
4: 0 à 71 mV

Pour pouvoir enlever les anciens chiffres et en inscrire de nouveaux, il faut retirer précautionneusement le cadran. On peut alors, en protégeant l'ouverture du miroir antiparallaxe, le peindre en blanc et y porter de nouveaux chiffres. Il est également possible d'effacer les chiffres existants à l'aide d'une "gomme" en fibre de verre, et de tracer des chiffres et des symboles à l'aide de transferts. On peut enfin faire une copie du cadran de la figure 6 et la coller sur le cadran, par morceaux, pour respecter l'ouverture destinée au miroir.

Vérification et alignement

Pré-contrôle en courant continu

Pour le contrôle en continu de l'appareil terminé, il suffit d'un contrôleur universel ou multimètre. La vérification, y compris le réglage de la tension d'offset de l'amplificateur opérationnel IC1, se décompose en plusieurs opérations.

7.2 dBm mètre de précision pour bande HF

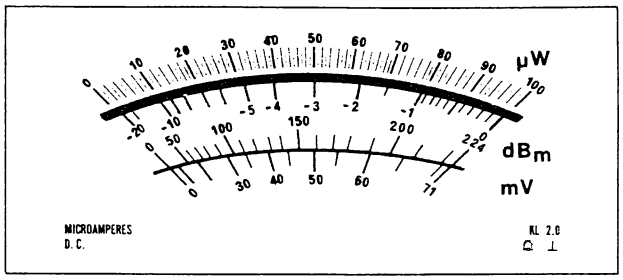


Fig. 6 : Galvanomètre (échelle 1 : 1)

Contrôle de fonctionnement de l'alimentation

Mise en marche de l'appareil sur la gamme "– 20 dBm", les potentiomètres P1 et P2 en position médiane. L'aiguille du galvanomètre sera alors généralement en butée à gauche ou à droite. Tension à trouver sur les sabres : $U_8 = -6{,}8$ V, $U_{10} = +18$ à 22 V, LED allumée.

Réglage du courant de polarisation des diodes et de la tension d'offset

Pour les amplificateurs de tension continue très sensibles, il est nécessaire de prévoir une compensation de la tension d'offset afin de permettre le réglage du zéro. Il faut alors court-circuiter les sabres voisins des résistances R11 et R12, par exemple avec une pince crocodile (ne pas souder!). L'aiguille du galvanomètre restera en butée à gauche ou à droite. Il faut alors, à l'aide de la résistance ajustable P3, régler le courant de polarisation des diodes. La tension nominale, mesurée sur le collecteur du transistor T2, doit être de – 3,3 V par rapport à la masse. On peut ensuite régler la tension d'offset de l'amplificateur opérationnel IC1, en amenant, à l'aide de la résistance ajustable P4, l'aiguille du galvanomètre à zéro. Pour affiner la précision, on porte la sensibilité de l'appareil à – 30 ou – 40 dBm.

Tri éventuel des diodes détectrices

Après réglage de la tension d'offset, on supprime le court-circuit des sabres de l'entrée. Puis on tente de retrouver le zéro du galvanomètre en agissant sur le potentiomètre P1 ("grossier"). Si cela ne se révèle pas possible, c'est que les deux diodes D1 et D2 ont des tensions directes très différentes. Il est alors nécessaire de rechercher, dans un lot, une paire satisfaisante. Pour cela, on laissera une diode en place. L'autre sera appliquée, à l'aide d'une pince isolée, contre les sabres correspondants. Puis on essaiera, à l'aide de P1, de se régler au zéro. Il convient de noter qu'un très faible échauffement des diodes peut totalement décaler le zéro.

Étalonnage de l'appareil

Étalonnage avec un appareil étalon

L'étalon peut être un générateur dont la puissance de sortie se règle avec précision, ou un millivoltmètre de précision permettant de porter la puissance de sortie d'un générateur de mesure au niveau voulu. Dans de telles conditions, l'étalonnage de l'appareil est bien entendu très facile.

On commence par placer le sélecteur de gamme en position "– 20 dBm" et les commutateurs de l'atténuateur sur 0 dB. Le potentiomètre multitours P5 sera placé en position médiane (5 kohms, réglé à l'aide d'un ohmmètre). Puis on règle le générateur à un niveau de sortie de – 20 dBm pour une fréquence quelconque comprise entre 1 MHz et 50 MHz. P8 permet alors de se régler à pleine déviation, avant de vérifier le zéro en retirant le connecteur de la source de

signal. Lorsqu'on met l'étage 3 dB de l'atténuateur en service, la déviation doit chuter de moitié, puis à 10% pour chacun des trois commutateurs à 10 dB. On procède de même pour la déviation totale à − 30 dBm (à l'aide de P6) et − 40 dBm (avec P7). Pour ces réglages, la dérive du zéro est gênante. C'est pourquoi il est nécessaire que l'appareil soit sous tension depuis plusieurs minutes, et ce dans un local fermé. Une commutation alternée de la puissance du générateur, du commutateur de gammes et de l'atténuateur permet ainsi un contrôle précis des valeurs d'atténuation de l'atténuateur.

Étalonnage avec un générateur étalon provisoire

Avec un oscilloscope continu à fréquence de coupure élevée, un voltmètre numérique, une alimentation secteur réglable, un générateur de signal pouvant délivrer au moins 20 mV et quelques composants, un étalonnage convenable de l'appareil peut également être réalisé. Le schéma du circuit de mesure est indiqué par la figure 7.

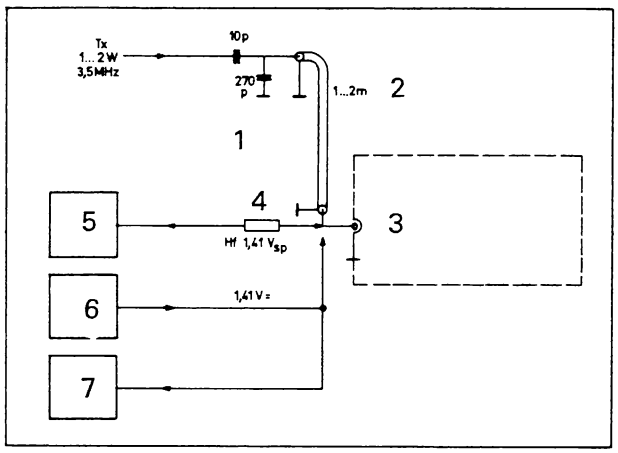


Fig. 7 : Montage d'étalonnage

1 Peut être remplacé par tout signal HF sans harmoniques

2 1 à 2 m de coaxial

3 dBm mètre

+13 dB déviation totale

−20 dB commutateur de gamme

+33 dB commutateur d'étalonnage

4 Probe

5 Oscilloscope

6 Alimentation réglable

7 Voltmètre numérique

Afin de disposer à la sortie du montage de mesure d'une puissance de + 12 dBm = 20 mW, il faut que la tension d'entrée mesurée à l'oscilloscope soit de 1 V_{eff} = 1,41 V_{cr} = 2,82 $V_{càc}$. On compare la tension de crête avec une tension continue mesurant également 1,41 V, réglée avec précision à l'aide d'un voltmètre numérique. En admettant que l'oscilloscope utilisé ait encore une réponse à 0 dB entre 0 et 3,5 MHz, on obtient une précision finale équivalente à la précision de lecture optique sur un oscilloscope (env. 2%, soit 0,2 dB). Le réglage devrait s'effectuer sur la position non calibrée du diviseur d'entrée de l'oscilloscope, qui assure l'amplitude maximale de l'image sur l'écran. On peut tenir compte, lors de l'étalonnage, de la courbe de réponse en fréquence de l'oscilloscope et de son probe, à condition de les connaître avec précision. L'étalonnage se fera alors comme indiqué ci-dessus. Pour les calibres − 30 dBm et − 40 dBm, il faut disposer d'atténuateurs précis de 10 et 20 dB d'atténuation, qui pourront être réalisés comme ceux de l'appareil.

l'écran. On peut tenir compte, lors de l'étalonnage, de la courbe de réponse en fréquence de l'oscilloscope et de son probe, à condition de les connaître avec précision. L'étalonnage se fera alors comme indiqué ci-dessus. Pour les calibres − 30 dBm et − 40 dBm, il faut disposer d'atténuateurs précis de 10 et 20 dB d'atténuation, qui pourront être réalisés comme ceux de l'appareil.

Quelques caractéristiques techniques importantes

Sensibilité	−40 dBm à +13 dBm à déviation totale
Bande de fréquences	100 kHz à 250 MHz, réduite jusqu'à 500 MHz
Impédance d'entrée	50 ohms
Niveau max. d'entrée	0,3 W
Réponse en fonction de la fréquence	mieux que 0,2 dB jusqu'à 100 MHz mieux que 0,4 dB jusqu'à 150 MHz mieux que 1,5 dB jusqu'à 250 MHz mieux que 2,5 dB jusqu'à 400 MHz
Influence de la température	moins de 0,3 dB entre +10 et +35 °C
Consommation	17 mA sous 18 V (7 mA sans LED)

Composants spéciaux utilisés

OP-07CP	PMI
LF356N	Siemens
BAS40-03	Siemens
VM18	Redresseur en pont, Bürklin n° 52A210
ET010	Transfo. secteur, Bürklin n° 38C100
Commutateur rotatif	Bürklin n° 16G353
Commutateur à glissière	Bürklin n° 11G822
Résistance à film métallique 1%	Bürklin n° 30E
Ajustable 20 tours	Bürklin n° 66E3
Condensateurs céramiques (2,2 à 4,7 pF)	Bürklin, n° 59D1
Cond. céram. (10 n à 0,68 F)	Bürklin n° 53D
Sabres à souder	Bürklin n° 12H629
Galvanomètre encastré	Conrad, n° S139009

7.2 dBm mètre de précision pour bande HF

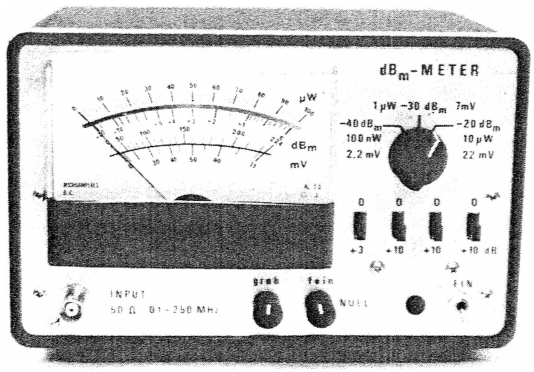


Fig. 8 : Face avant

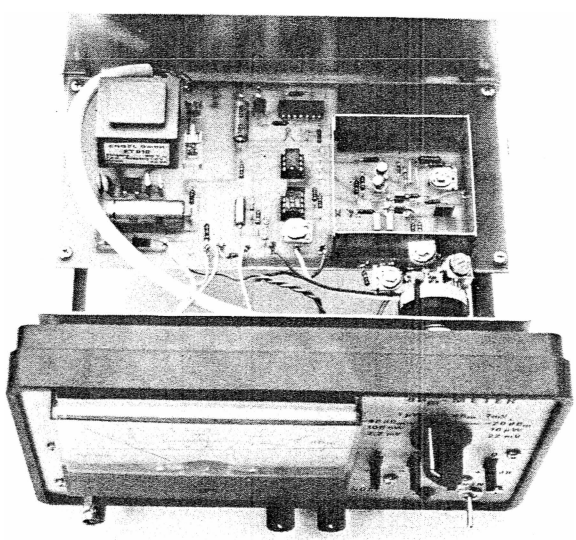


Fig. 9 : Intérieur de l'appareil

5/7.4

Générateur de calibrage pour tensions continues et haute fréquence

Pour réaliser ce générateur de calibrage de précision, qui possède un réalignement automatique, il suffit de disposer d'un multimètre ! L'appareil offre, sur trois sorties, des sources de calibrage pour des tensions continues de 5,00 V, - 10,0 dBm de puissance HF et - 73 dBm = 50 µV = S9 à 3,5 MHz, et présente une précision plus que suffisante pour les besoins des radioamateurs. Le générateur convient pour la vérification et le calibrage des multimètres, mesureurs de niveaux, oscilloscopes et récepteurs. Tous les niveaux se caractérisent par une très grande stabilité dans le temps. On s'est attaché à n'utiliser que des composants courants et bon marché.

Description du fonctionnement

Comme le montre le schéma synoptique de la figure 1, le générateur de calibrage procède à une comparaison entre une tension continue de 5 V et une tension de haute fréquence de 5 V crête. Les variations de l'amplitude HF sont régulées à l'aide d'un amplificateur différentiel à gain élevé. Comme la tension HF aussi bien que la tension continue parviennent à l'amplificateur différentiel à travers des diodes identiques, les chutes de tension (env. 100 mV) et les variations en fonction de la température des deux diodes se compensent mutuellement. La diode HF est montée en redresseur de crête à grande constante de temps. La tension de sortie de 5,0 V_c de l'oscillateur à quartz est amenée aux niveaux voulus par l'intermédiaire de diviseurs de tension et d'atténuateurs définis, réalisés à partir de résistance à 1 % de tolérance.

Précision du montage

La précision de cet appareil dépend de plusieurs facteurs : la précision du diviseur de tension, les tolérances des résistances du diviseur de sortie, la réalisation mécanique et le taux de distorsion harmonique de la tension HF.

Si le signal HF doit avoir une précision de ± 0,1 dB, la variation de la tension de sortie de l'élément de référence de 5V ne doit pas dépasser de 0,05 V. Les régulateurs du commerce prévus pour 5 V peuvent présenter des tolérances plus grandes. C'est pourquoi on utilise un élément de référence de précision REF-02 (PMI) proposé en plusieurs classes de précision. L'élément choisi proposé par nous a une plage de tolérances de tension de ± 0,05 V (1 %), et satisfait donc aux exigences énoncées plus haut. Tous les composants REF permettent en outre, à l'aide d'un réglage externe, d'ajuster exactement la tension de sortie. On peut donc, si on dispose d'un voltemètre numérique précis, régler la tension de sortie au millivolt près. On obtient ainsi une source de tension conti-

nue précise et extrêmement stable, ayant une très faible sensibilité aux variations de température (15 µV/°C), et permettant p. ex. la vérification de multimètres ou de voltmètres numériques.
Une variation de 1 % de la valeur d'une résistance du diviseur de tension entraîne une modification de niveau pouvant atteindre 0,1 dB. En cas de mise en série d'atténuateurs, on peut admettre statistiquement que les effets de tolérances des résistances ne s'additionnent pas, mais tendent plutôt à se compenser mutuellement. De sorte que l'erreur maximale d'atténuation avec des résistances de 1 % de tolérance peut être estimée à 0,1 dB.
Comme l'oscillateur à quartz utilisé délivre une tension de sortie de plusieurs volts, mais que les tensions de sortie des sources de calibrages ne doivent être que de 71 mV ou 50 µV, il faut éviter toute induction capacitive ou inductive de l'oscillateur à quartz sur les sorties. Pour la sortie à - 10 dBm, ce problème est relativement simple à résoudre. L'erreur résiduelle de 0,15 dB a été éliminée par modification d'un diviseur de tension. Mais la sortie à 50 µV n'a pu être découplée qu'au prix de grandes difficultés. L'erreur résiduelle est ici d'environ 1 dB. Pour le calibrage de S-mètre d'un récepteur ondes courtes, cette précision reste absolument dans les limites de l'admissible. La fréquence du l'oscillateur a volontairement été limitée à 3,5 MHz, afin de faciliter le découplage.

Description du montage

La figure 2 représente le montage complet. L'oscillateur à quartz utilise l'un des quartz bon marché (de l'ordre de 20 F.) proposé pour les micro-ordinateurs. Le signal est prélevé en un endroit présentant très peu d'harmoniques, sur le condensateur placé en série avec le quartz. L'amplificateur qui suit détériore à nouveau le taux de distorsion harmonique, de sorte qu'un filtre passe-bas est nécessaire en sortie. La réjection des harmoniques à la sortie de ce filtre est supérieure à 60 dB, mais le redresseur de crête provoque une détérioration de cette valeur.
Toutes les inductances de ce montage sont des bobines d'arrêt HF, qui ne peuvent donc être accordées. Mais le faible coefficient de surtension des bobines rend tout accord illusoire. En cas de trop grandes tolérances des composants, le condensateur parallèle C_p permet de décaler la fréquence de résonance.
Le redresseur à diode est chargé par la mise en parallèle de 1 nF sur 4,7 Mohms. La constante de temps correspondante (C x R = 4,7 ms) est suffisante par rapport à la période de la HF, qui est de 280 ns. La forte résistance ohmique de charge est indispensable pour ne pas charger exagérément la tension sinusoïdale HF à la sortie du passe-bas, et ne pas entraîner une trop forte distorsion.
La source de référence peut être accordée. En court-circuitant les supports 3 et 4, on peut régler la tension de sortie à 5,000 V à l'aide de P2 et d'un voltmètre numérique précis.

Attention : Tous les voltmètres numériques ne présentent pas une précision correspondant au nombre de décimales indiqué ici !
L'amplificateur différentiel est équipé d'un amplificateur opérationnel à FET de type LF356. Sa tension d'offset à l'entrée est réglable à l'aide de l'ajustable P1. Le condensateur C11 provoque une intégration et donc un ralentissement de l'ajustage.
La tension HF de sortie régulée à 5,0 V_c est dirigée vers un pré-diviseur à 50 ohms, à

7.4 Générateur de calibrage pour tensions continues et haute fréquence

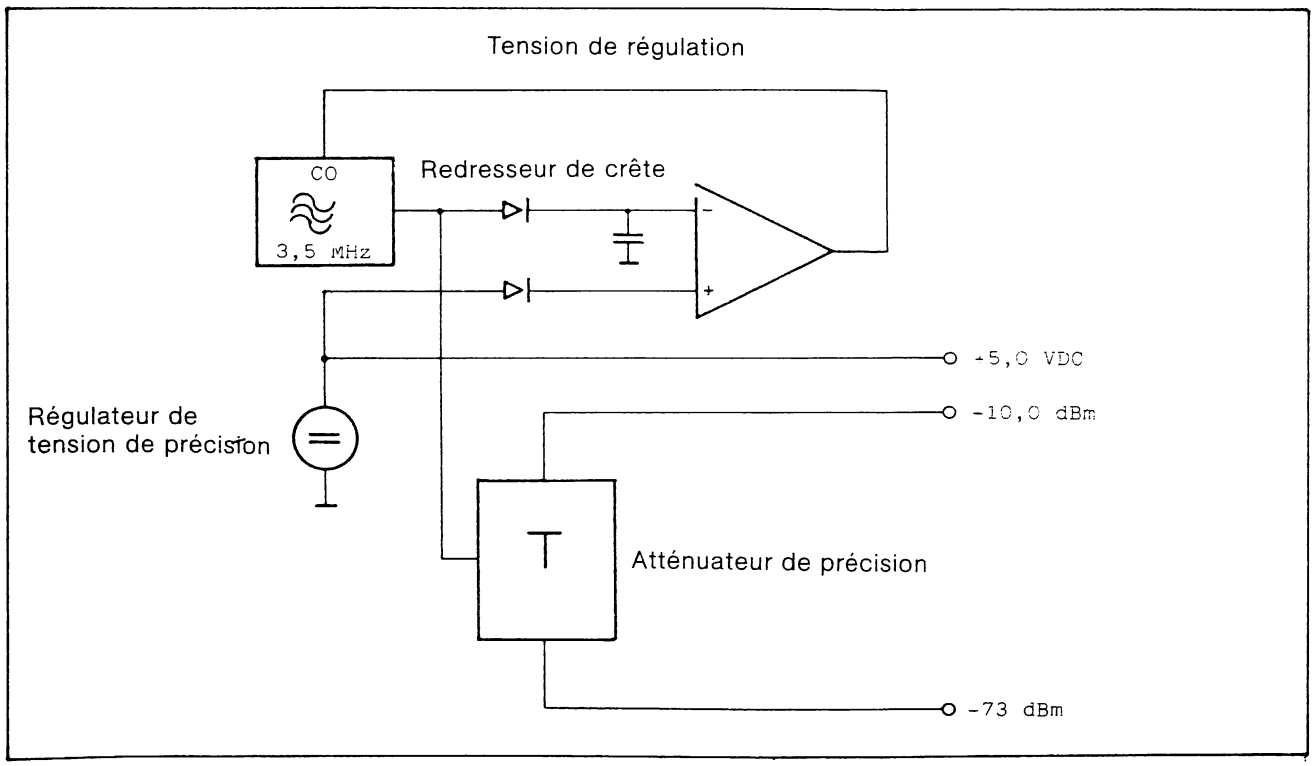


Fig. 1 : Schéma synoptique du montage.

travers R11, 12 et 13. A la sortie du prédiviseur, on trouve −10,0 dBm. Cette puissance peut être prélevée comme niveau de sortie par le côté droit, alors que sur la gauche on l'abaisse encore à −73 dBm. Lors de l'utilisation de cette dernière sortie, celle à −10 dBm doit être bouclée sur 50 ohms, pour éviter des dérives allant jusqu'à 2 dB.

Alignement

Pour l'alignement, on mesure la tension de régulation, c'est-à-dire la tension collecteur du transistor T1. Plus cette tension est faible, plus forte est l'oscillation de l'oscillateur à quartz.
On peut admettre une plage de 7 à 10 volts. Si, lorsqu'on touche les composants de l'oscillateur à quartz, la tension de régulation croît, on a la preuve du bon fonctionnement du montage. Si la tension est supérieure à 10 volts, le quartz a un mauvais coefficient de surtension (facteur de qualité), ou le circuit de sortie C6, L1 n'est pas accordé sur sa résonance. On peut amener le circuit plus près de cette résonance à l'aide de Cp.
Pour le réglage de la tension d'offset de l'amplificateur opérationnel IC1, on court-circuite la tension HF, par exemple aux bornes de C10, et aux bornes 2 et 3 de IC1. Puis on essaie, à l'aide du potentiomètre P1, d'amener la tension de sortie de IC1, mesurée sur le collecteur de T1, à environ 5 V. Si un phénomène de basculement avec hystérésis se produit, on se place sur la valeur moyenne entre les deux points de basculement.

La géométrie de la construction

La construction a une grande influence sur la précision de l'appareil. C'est pourquoi on devrait respecter le montage proposé. Comme le montrent les figures 3, 4

7.4 Générateur de calibrage pour tensions continues et haute fréquence

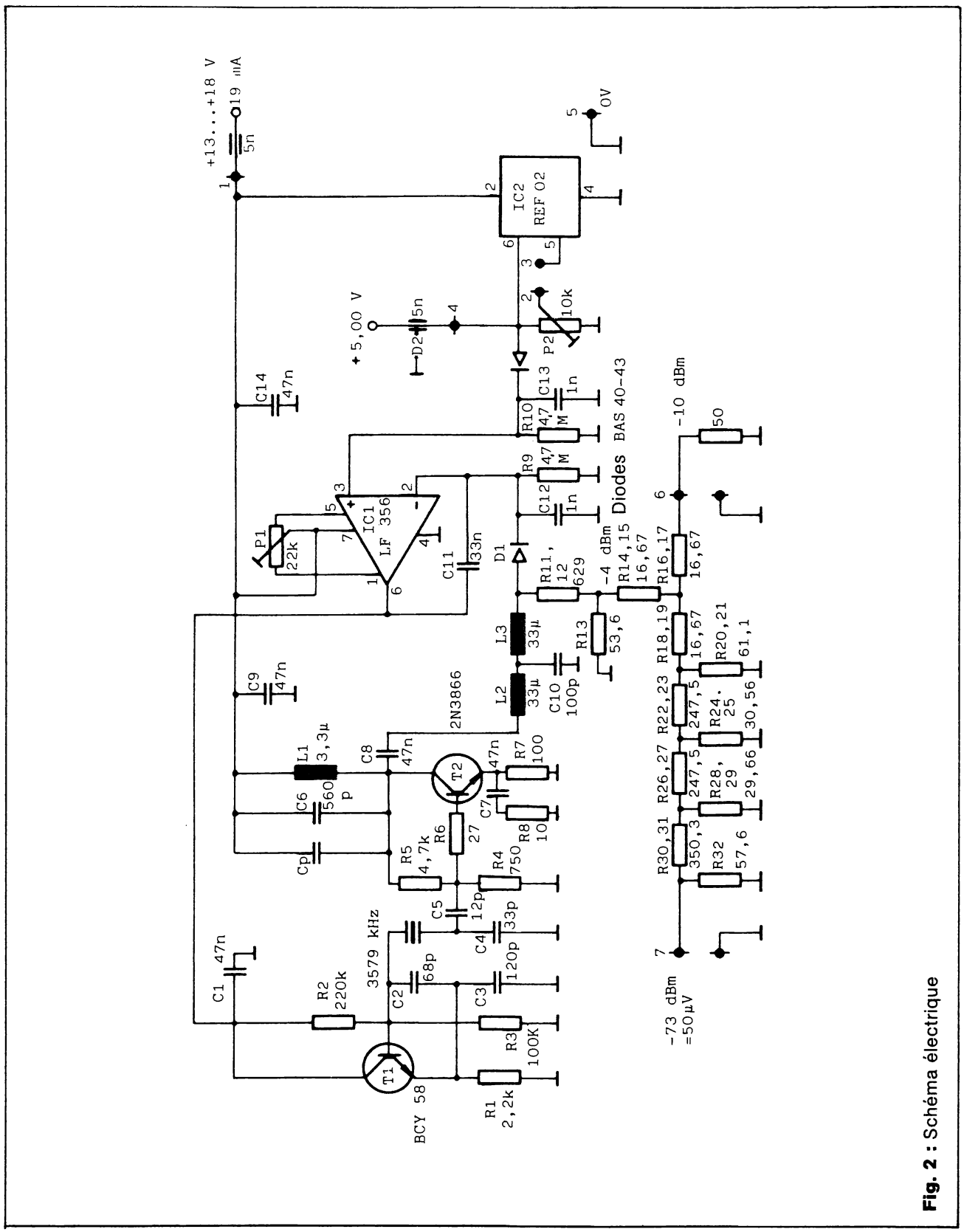


Fig. 2 : Schéma électrique

7.4 Générateur de calibrage pour tensions continues et haute fréquence

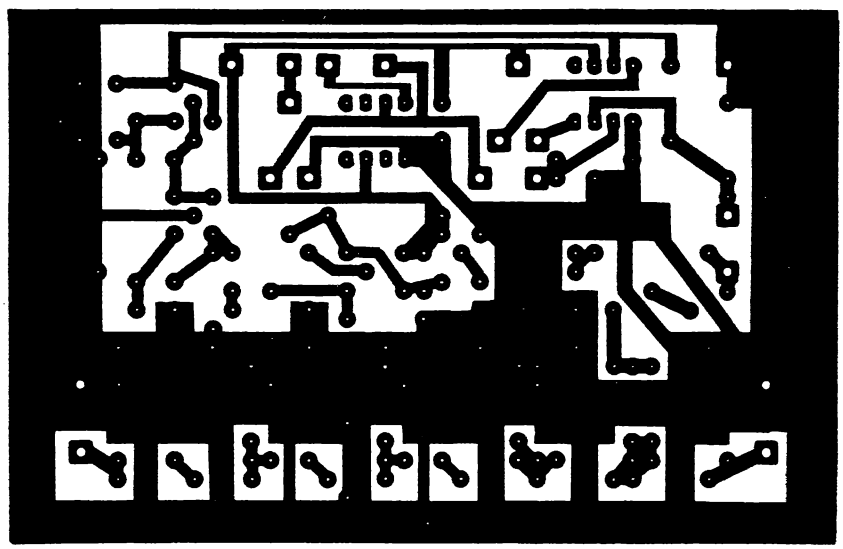


Fig. 3 : Circuit imprimé

7.4 Générateur de calibrage pour tensions continues et haute fréquence

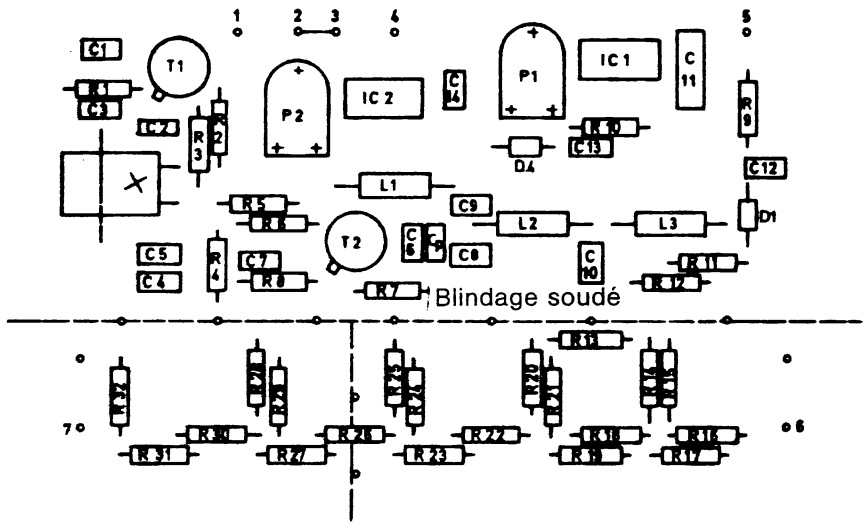


Fig. 4 : Plan d'implantation

et 5, le circuit imprimé est soudé à l'intérieur d'un boîtier en tôle, des blindages étant prévus entre les différents circuits du montage. Les cloisons de blindage esquissées sur la figure 3 sont soudées, par l'intermédiaire de fils conducteurs, et aux endroits indiqués, sur les plages de masse du circuit. Le blindage par tôles élastiques tracé sur la figure 4 est un peu plus difficile à réaliser (découpé dans de minces tôles de bronze), et peut se faire plus simplement en soudant entièrement entre elles les diverses pièces du boîtier, comme indiqué par la figure 5 pour le dessous du circuit imprimé. Toutes les prises et condensateurs de traversée sont sorties sur un même côté du boîtier en tôle. ■

Liste des composants

REF-02 CP, PMI (Bourns)
Diodes BAS 40-03 (Siemens)
Bobines d'arrêt HF, Siemens B 78108
Condensateurs styroflex de blocage type C pour C11, C12, C13.
Résistances à 1 % :
R11 = 511 ohms
R12 = 118 ohms
R13 = 53,6 ohms
R14 = 20,0 ohms = R16 = R18
R15 = 100 ohms = R17 = R19
R20 = 71,5 ohms
R21 = 422 ohms
R22 = R23 = R26 = R27 = 124 ohms
R24 = 52,3 ohms
R25 = 73,2 ohms
R28 = 40,2 ohms
R29 = 11,3 ohms
R30 = 150 ohms
R31 = 200 ohms
R32 = 57,6 ohms

Caractéristiques techniques

Tension continue de sortie	5 V ± 50 mV, réglable par pontage soudé entre 2 et 3 à 5 V ± 1 mV
Courant maximal de sortie	20 mA
Sorties HF (2 x BNC)	- 10 dBm ± 0,1 dB, 50 ohms - 73 dBm ± 1 dB, correspondant à 50 µV sur 50 ohms
Fréquence HF de sortie	3850 kHz
Atténuation des harmoniques	meilleure que 55 dB
Alimentation	12 à 24 V, 16 à 20 mA
Dimensions du boîtier (sans les prises)	111 x 74 x 30 mm

5/7.5

Millivoltmètre

Le millivoltmètre BF se compose de deux sous-ensembles : l'étage d'entrée à haute impédance équipé du FET T1 (BF245) ainsi que l'amplificateur final avec redresseur et galvanomètre. L'étage d'entrée comporte deux diviseurs de tension. L'un est placé sur l'entrée gate du FET. Il comporte deux étages et est à haute impédance, ce qui oblige à prévoir une compensation en fréquence. Par contre, l'atténuateur à trois étages à la sortie source est à basse impédance, ce qui permet de se passer de la compensation en fréquence. Ces deux atténuateurs autorisent six combinaisons, autrement dit, six gammes de mesure : 3 mV, 30 mV et 300 mV sans prédiviseur, ainsi que 3 V, 30 V et 300 V avec prédiviseur.

L'amplificateur final se compose de trois transistors bipolaires de type BC 237 couplés en courant continu. Le réglage de leurs points de fonctionnement s'effectue par l'intermédiaire d'une résistance ajustable (R 10/1 Mohm). A la sortie de l'amplificateur, en position M du commutateur S5, on dispose du signal amplifié qui, redressé par les quatre diodes D_1 à D_4 constituant le redresseur de mesure, est affiché par le galvanomètre A (100 μA/550 ohms).

En position B du commutateur, le galvanomètre permet de contrôler la tension de la pile (4,5 V).

La contre-réaction de l'amplificateur par l'intermédiaire d'une résistance ajustable (R13/100 ohms) linéarise la graduation du galvanomètre, assure un fonctionnement stable de l'amplificateur et améliore la réponse en fréquence. En position M du commutateur S3, la courbe de réponse de l'appareil est presque totalement linéaire entre 10 Hz et 300 kHz. Entre 10 Hz et 70 kHz, les erreurs sont inférieures à $\pm$0,4 dB, pour rester inférieures à $\pm$1,5 dB entre 10 Hz et 300 kHz.

Etalonnage

Pour régler l'appareil, on commence à ajuster les points de fonctionnement des transistors T2 et T4 à l'aide de la résistance ajustable R 10. On devrait atteindre approximativement les valeurs indiquées sur le schéma. Mais le réglage à l'aide d'un oscilloscope est préférable. On le relie à l'émetteur de T4. On règle alors R10 pour obtenir un seuil symétrique de limitation en cas de saturation de l'amplificateur.

Pour l'étalonnage, on applique un signal sinusoïdal de 1 kHz et 3 mV à l'entrée, et on règle l'ajustable de contre-réaction R13 pour obtenir la déviation totale du galvanomètre.

Il reste alors à ajuster la compensation en fréquence du prédéviseur (commutateur S1). Pour ce faire, en maintenant S1 enfoncé, on applique alternativement des signaux à 1 kHz et 30 kHz, de niveaux identiques (p. ex. 3 V). Lorsque le trim-

mer C_K est correctement ajusté, la déviation de l'aiguille du galvanomètre reste identique pour les deux fréquences.

Pour les mesures de tensions de fréquences supérieures à 10 kHz, on notera que la capacité du câble de liaison joue un rôle important. Un mauvais câble de forte capacité ou une source de signal à haute impédance peuvent détériorer les excellentes caractéristiques de fréquence du millivoltmètre BF.

A proximité de lignes secteur ou de transformateurs, et en cas d'utilisation de câbles ouverts non blindés sur le calibre 3 mV, une déviation totale peut parfois intervenir. Il s'agit alors d'induction de ronflement secteur à 50 Hz, qu'on peut éviter par l'emploi d'un câble blindé. A chaque mise sous tension de l'appareil, ou lors des commutations de calibre, l'aiguille fait quelques mouvements. Ils sont dus à l'inversion de charge du condensateur C3 de valeur relativement importante, mais nécessaire pour assurer une très basse fréquence inférieure de coupure. Après un certain délai, très bref, l'aiguille se stabilise, et le millivoltmètre est prêt à fonctionner.

La figure 1 représente le schéma de l'appareil, et la figure 2 une proposition de graduation.

Liste des composants

Ck	trimmer céramique, 0 à 10 pF	R3	24 ohms, 1%
Co	10 nF	R5	2,2 kΩ, 1%
C1	47 nF	R4	220 ohms, 1%
C2	100 µF	R6	2,2 kΩ
C3	10 µF	R7	680 ohms
C4	47 nF	R8	33 kΩ
C5	100 µF	R9	10 kΩ
C6	47 nF	R10	ajust., 1 mΩ
C7	250 µF	R11	27 ohms
C8	100 µF	R12	24 ohms
S0 à s4	Clavier de commutation	R13	ajust., 100 ohms
S5	Inverseur bipolaire	R14	5,6 kΩ
A	Galvanomètre 100 µA/550 U	R15	3,9 kΩ
T1	BF 245	R16	680 ohms
T2 à T4	BC 237	R17	5,6 kΩ
D1 à D4	AA 118	R18	47 kΩ
R0	3,3 MΩ, 1%		
R1	3,6 kΩ, 1%		

Tous les condensateurs électrochimiques doivent être prévus pour une tension de 6 V. L'alimentation est assurée par une pile de 4,5 V.

7.5 Millivoltmètre BF

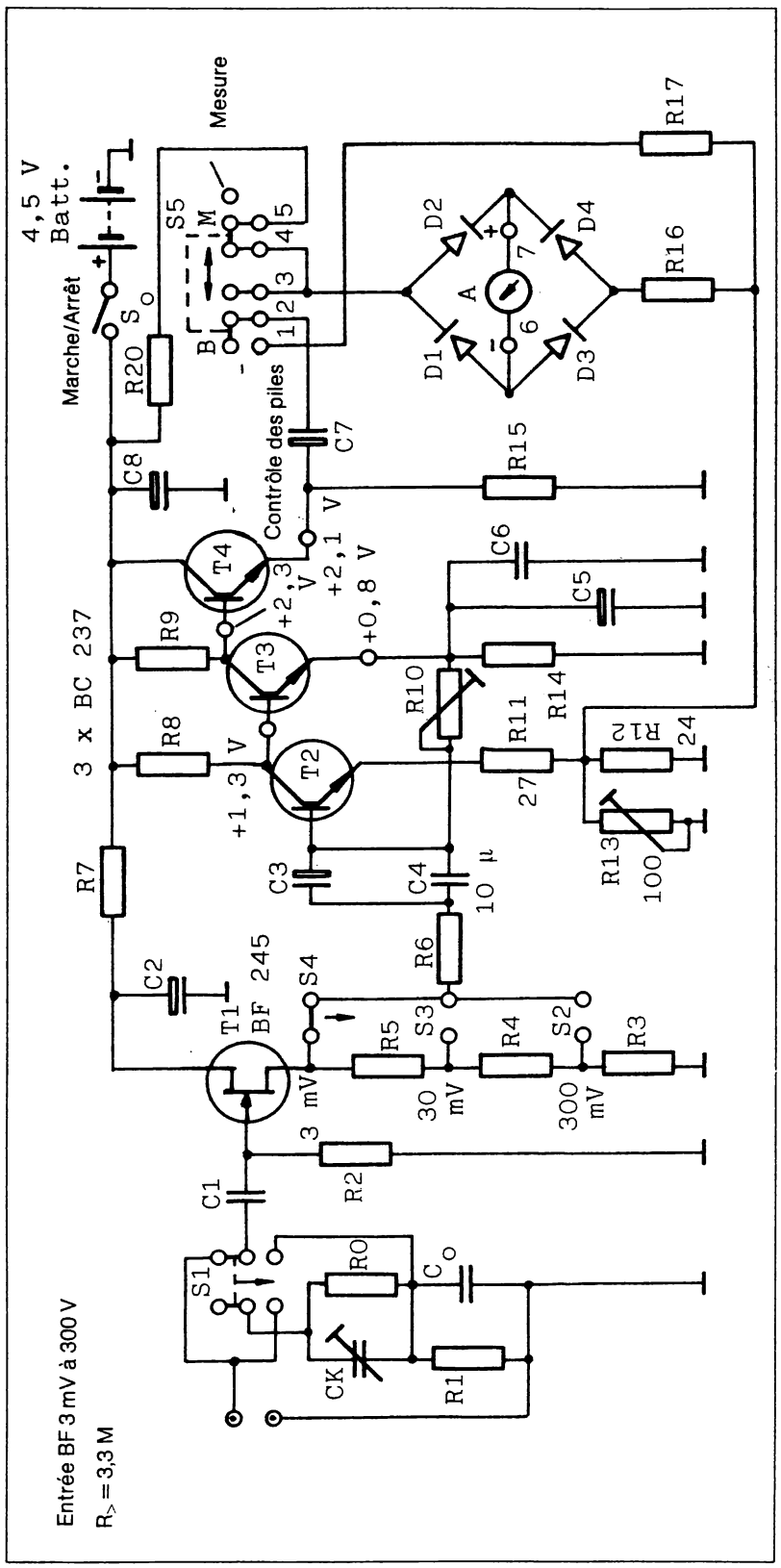


Fig. 1 : Schéma

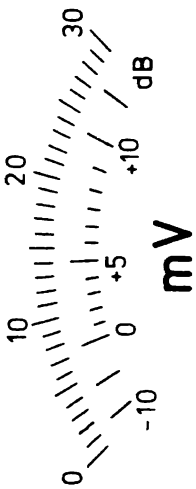


Fig. 2 : Graduation (échelle 1 à 1)

7.5 Millivoltmètre BF

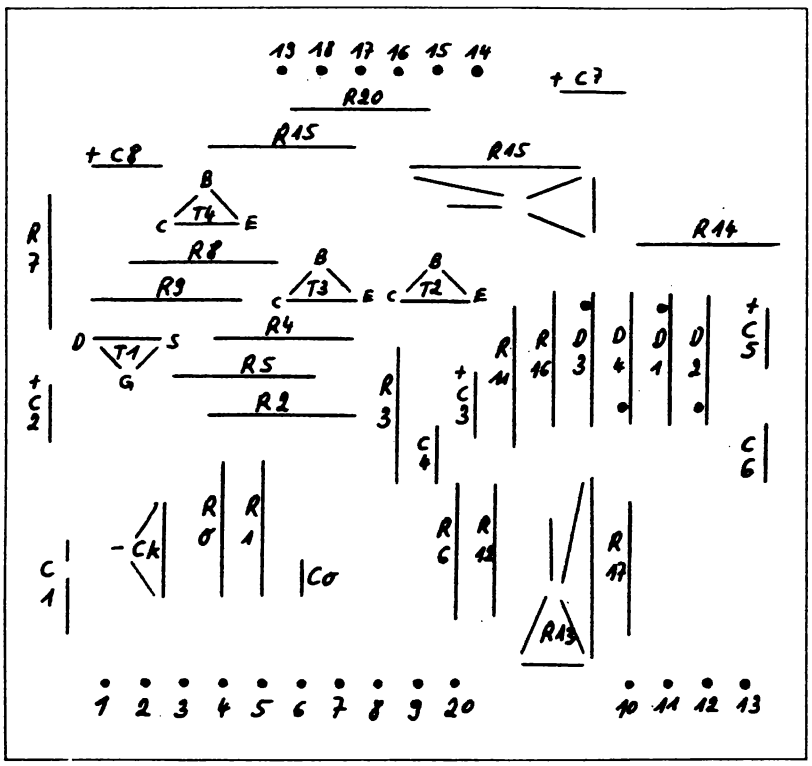


Fig. 3 : Plan d'implantation

7.5 Millivolmètre BF

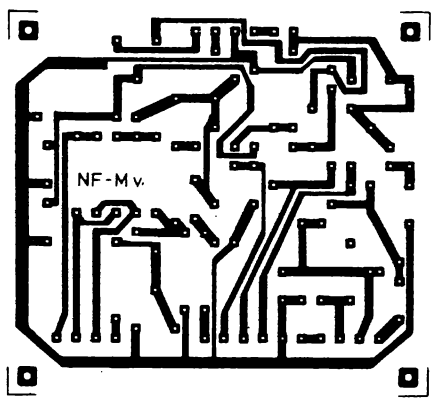


Fig. 4 : Circuit imprimé

5/7.7

Sonde HF active à haute impédance

La sonde active présente, dans la plage de fréquences s'étendant de 70 kHz à 200 MHz, un rapport de transmission en tension de 1 à 1 ou de – 10 dB. Associé à un millivoltmètre HF ou à des oscilloscopes ou mesureurs de niveau, elle permet des mesures de tension, sous haute impédance, entre 2 mV et 1 V (U_{eff}).

Principe du montage

La figure 1 représente le schéma de principe. Le gain en tension entre drain et gate du TEC est de

$$v_u = s \times R_D$$

S étant la pente et R_D la résistance de charge du circuit drain. Le transformateur de sortie utilisé ici a un rapport de transformation de 2 à 1 et transforme donc la résistance de charge de 50 ohms en 200 ohms sur le drain. Le gain en tension du circuit complet est donc

$$v_u = S \times 200 \text{ ohms}$$

Pour obtenir un gain $vR_u = 1$, il faut que le TEC ait une pente de 10 mS (ou mA/V), plus quelques réserves. Nous utilisons donc le MOSFET dual-gate BF982 (Valvo ou RTC) qui, avec une pente de S = 20 mA/V, ne présente que 4 pF de capacité d'entrée.

L'impédance d'entrée des sondes actives

La sonde ayant un gain en tension de $v_u = 1$ présente une capacité d'entrée de 7 pF, dont 1,5 pF dûs au blindage formé par le boîtier. De sorte que la sonde permet des mesures, dans les gammes ondes courtes, en des points à haute impédance, sans charger notablement ce point ou désaccorder des circuits LC de façon perceptible. Mais, à 100 MHz, une capacité de 7 pF ne représente que 230 ohms d'impédance. De sorte qu'on ne peut plus parler de mesure à haute impédance. Ce qui explique que, dans le haut de la plage de fréquences mesurables, on ne puisse plus effectuer que des mesures de puissance (dBm) ou d'impédance.

Un diviseur capacitif d'entrée permet de réduire fortement la capacité d'entrée. Une atténuation de 10 dB peut être acceptée dans la plupart des cas, Le montage présenté ici n'a alors plus que 2,8 pF de capacité d'entrée, valeur largement comparable à celles des sondes du commerce, de l'ordre de 2,0 pF.

Description du montage

Dans le schéma de la figure 2, le gain du MOSFET dual-gate dépend de la tension sur le gate et de la charge additionnelle R4.

La résistance R4 améliore l'impédance de sortie sur la prise destinée au câble de 50 ohms, ainsi que la réponse en fréquence du transformateur de sortie. Le condensateur C4 en série avec R4 accroît la fréquence limite inférieure du montage, qui est déter-

minée par l'inductance transversale du transformateur et la porte à environ 70 kHz. Le début de la décroissance du gain du montage aux environs de 200 MHz est moins dû au transformateur qu'à la capacité de sortie du transistor qui est de l'ordre de 2 pF.

La résistance R4 est dimensionnée de telle sorte que le gain global de la sonde puisse être réglé entre + 1 dB et − 1 dB, à l'aide de la résistance ajustable.

On utilisera de préférence une tension d'alimentation stabilisée d'au moins 12 V, puisqu'elle détermine le gain et la limite de saturation du FET. La résistance série R5 est prévue pour que la diode zener D1 soit conductrice à environ 5 mA. C'est volontairement que la tension d'alimentation n'est pas amenée par le conducteur intérieur du câble coaxial, pour éviter la mise en œuvre de circuits supplémentaires dans l'alimentation.

La construction mécanique

La construction mécanique de la sonde est indiquée, pour l'essentiel, par les figures 3 et 4. A l'exception du couvercle, qui comporte la traversée destinée au câble, on n'utilise que des pièces achetées dans le commerce. Le boîtier métallique se compose de trois parties. :

1. Tube principal en laiton de 70 mm de longueur et 20 mm de diamètre extérieur pour une épaisseur de paroi de 1 mm ;

2. Partie avant formée du capot de blindage de type UG106/U pour prises UHF SO239, dont on a supprimé l'embase. Elle est soudée ou collée dans le tube de laiton ;

3. Partie arrière en laiton pour traversée de câble avec arrêt de traction, et protection contre les pliures (fig. 4).

La forme du circuit imprimé (Fig. 3) sera affinée avec une scie et une lime pour s'adapter au boîtier conique avant. On retirera le liseré de cuivre qui longe la partie conique, et qui ne servait qu'à marquer les dimensions extérieures du circuit. Les connexions latérales plus larges des bords seront renforcées par de minces bandes de métal soudable qui recouvrent le bord du circuit imprimé. Elles serviront de guidage et de contact de mise à la masse dans le tube en laiton. Avant de les souder par quelques points sur les connexions de masse, on ajustera à la lime la largeur du circuit imprimé, en fonction de l'épaisseur des bandes de masse, pour qu'il s'adapte bien à l'intérieur du tube. Si le circuit imprimé devait être finalement trop libre dans son logement, il suffira de déposer une couche de soudure sur l'une des bandes de métal de guidage, voire sur les deux.

La pointe de mesure sera mise en forme comme indiqué par la figure 3 et soudée sur le circuit imprimé grâce aux quatres trous métallisés prévus à cette fin. On peut la réaliser en laiton ou tout autre fil ou tôle en métal soudable. On place le condensateur d'entrée C1 directement contre le circuit imprimé afin de réduire sa capacité par rapport au blindage. La prise de masse de la sonde peut être par exemple composée d'une tresse métallique (conducteur extérieur d'un câble blindé 50 ohms (RG-58) à l'extrémité de laquelle on a soudé une pince crocodile.

On fixe cette connexion sous la vis de montage de la partie arrière. Le câble bifilaire nécessaire pour amener la tension d'alimentation jusqu'au circuit imprimé pourra être maintenu de place en place par un ruban adhésif ou un tube en plastique thermorétractable, le long du câble coaxial 50 ohms long d'environ 1 m.

Calibrage de la sonde 1 à 1

Pour le calibrage, il faut disposer d'une source de signal d'environ 1 à 5 MHz et d'un récepteur de niveau (mesureur) 50 ohms,

par exemple un millivoltmètre HF sensible. Le niveau d'étalonnage ne devrait pas dépasser la valeur – 10 dBm, autrement dit 71 mV sur 50 ohms. On commence par retirer le tube de blindage. Puis on soude deux résistances de 100 ohms dotées d'une prise BNC en parallèle entre pointe de touche et masse. Puis on applique le signal au mesureur de niveau, d'abord directement, puis à travers la sonde bouclée par 50 ohms côté entrée. On règle alors l'ajustable P1 jusqu'à ce que les déviations soient identiques dans les deux cas.

Réglage pour la sonde à – 10 dB

Puisque la sonde à – 10 dB ne diffère que par le condensateur d'entrée ramené à 2,2 pF, le calibrage se fera de la même façon, mais en tenant compte de l'atténuation de 10 dB.

Résultats de mesure

Le tableau 1 résume les propriétés de la sonde dans ses deux versions. Indiquons en outre que les fréquences limites sont données pour les points à – 1 dB. La fréquence limite supérieure dépend de la nature et de la longueur de la connexion de masse. Mais cette influence reste cependant négligeable jusqu'aux environs de 50 MHz. Les niveaux de bruits sont indiqués pour les cas d'utilisation de la sonde comme antenne active ou comme mesureur de champ.

Composants spéciaux

Dual-gate MOSFET BF982 (Valvo ou RTC).
Noyau ferrite à deux trous n° 62152-A7-X30 Siemens.
Condensateurs : multicouches céramiques de 5 mm de longueur max. (p. ex. KDPZ de Roederstein).
Ajustable : linéaire, p. ex. type 7, 6 Preh

Tableau 1

Caractéristiques des sondes	1 à 1	– 10 db
	BF982	BF982
Capacité d'entrée Ce/pF	6,8	2,8
dito, sans boîtier Ce/pF	5,4	2,1
Fréquence limite inf. f_u /kHz	0	70
Fréquence limite sup. f_o /MHz	200	200
Niveau de souffle en sortie :		
à 1 MHz, P_r /dBm/Hz	– 137	– 137
à 30 MHz, P_r /dBm/Hz	– 157	– 157
Consommation = mA	13	13

Liste des composants

Semiconducteurs
BF982
Diode zener 12 V

Résistances
1 × 68Ω
1 × 270Ω
1 × 1,8 kΩ
1 × 12 kΩ
1 × 1 mΩ

Potentiomètre
100 kΩ, lin.

Condensateurs
2 × 1 nF céramique multicouches
1 × 10 nF céramique multicouches
3 × 0,1 µF

Divers
Noyau ferrite double trou Siemens B62152-A7-X30

7.7 Sonde H.F. active à haute impédance

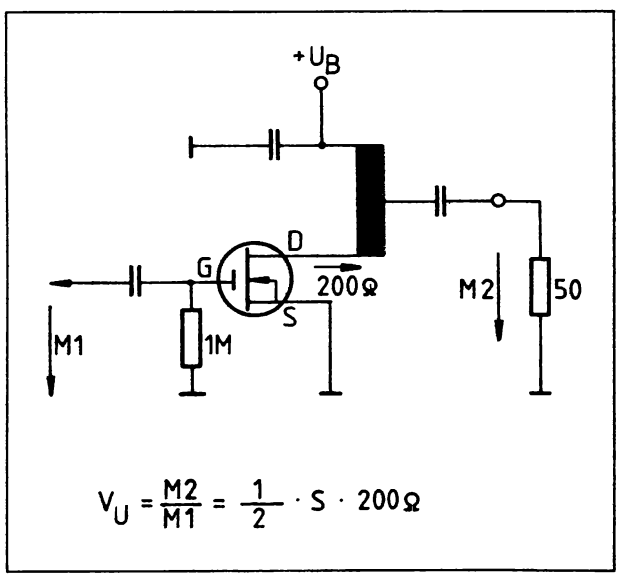


Fig. 1 : Schéma de principe de la sonde

7.7 Sonde H.F. active à haute impédance

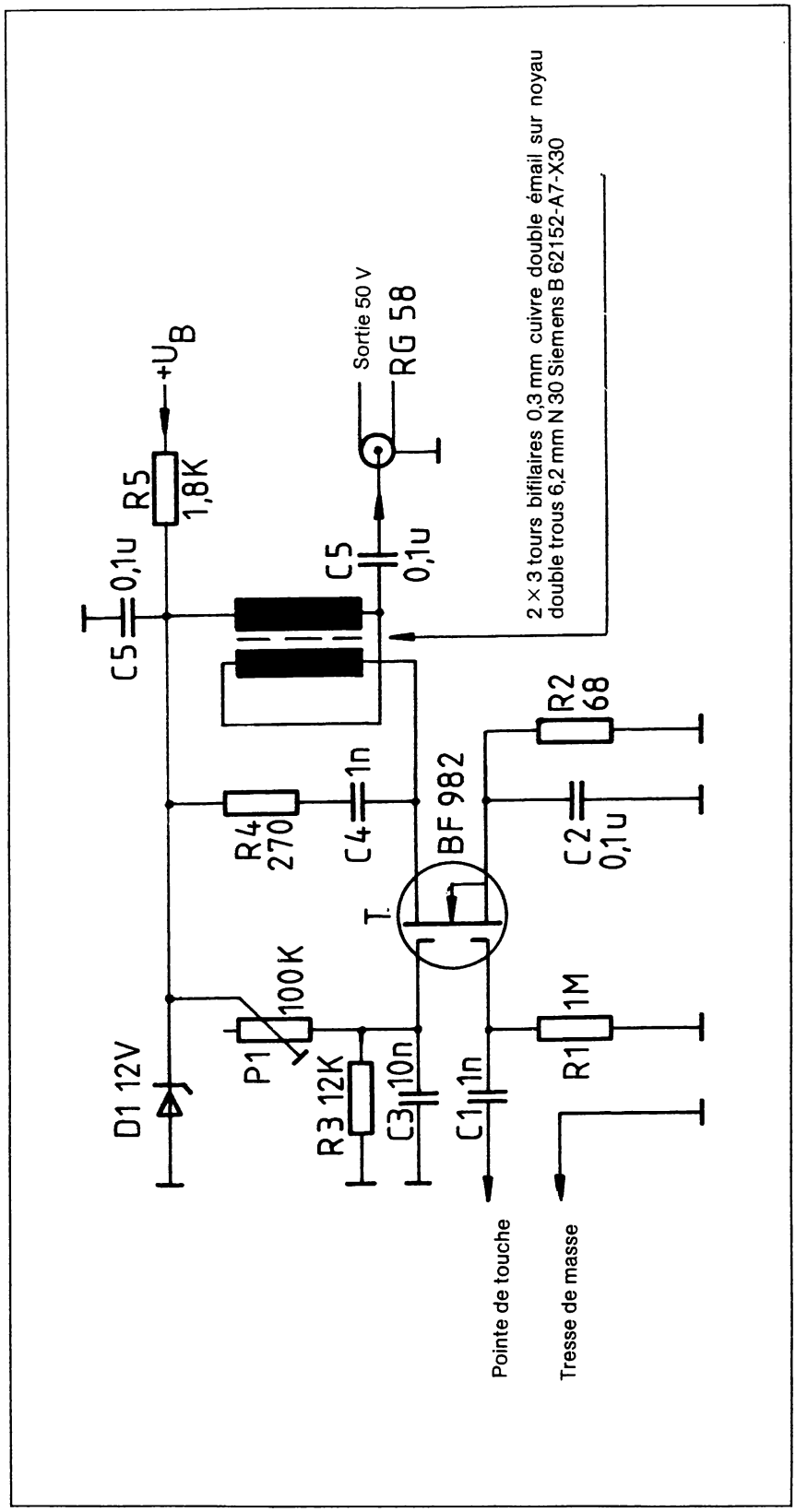


Fig. 2 : Schéma électrique de la sonde

Partie 5 : Modèles de montages

7.7 Sonde H.F. active à haute impédance

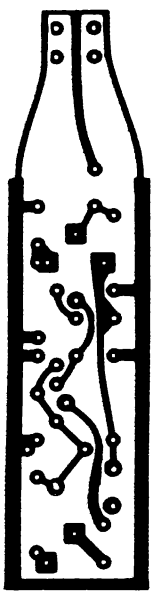


Fig. 3a : Circuit imprimé

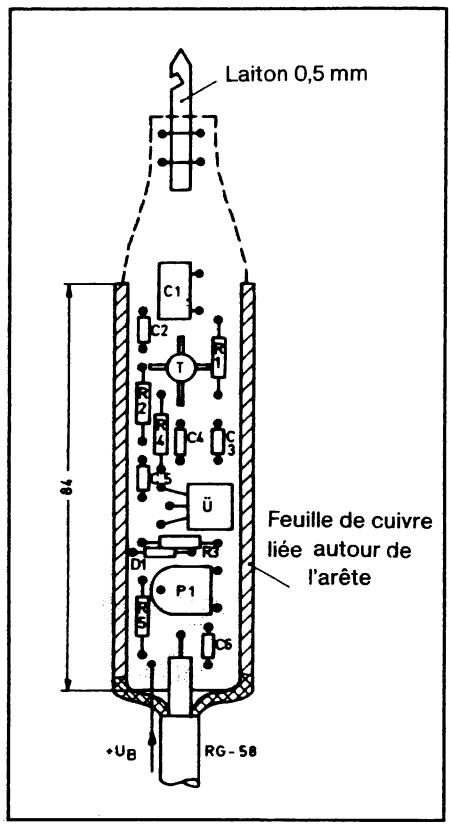


Fig. 3b : Plan d'implantation et montage de la sonde

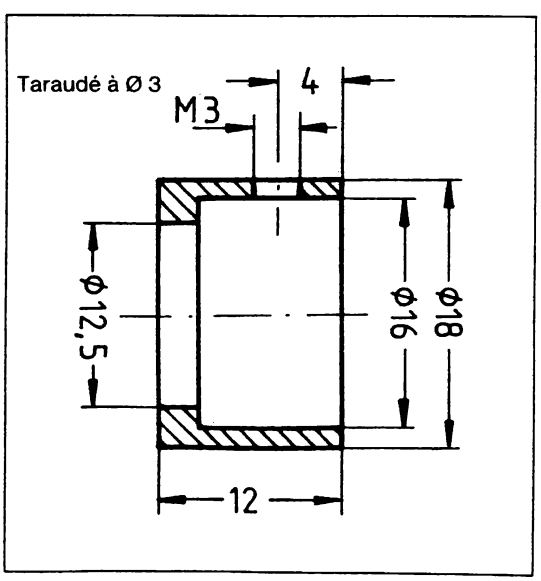


Fig. 4 : Bouchon arrière pour passage du câble

5/8.4

Amplificateur booster pour autoradio

Les autoradios courants ont en général, pour des raisons techniques, une puissance de sortie de 2 x 5 watts. En voiture, on est souvent obligé, à cause des bruits parasites, de régler le volume sonore plus fort pour que la musique reste audible. De sorte qu'on atteint rapidement la limite de puissance de ces récepteurs. La distorsion augmente, et la reproduction des basses se détériore.

L'appareil décrit ici se branche directement sur les sorties haut-parleur de l'autoradio et porte leur puissance à 2 x 22 watts. De sorte que cet amplificateur, n'étant pas modulé aussi fortement, présente un taux de distorsion moindre.

L'appareil peut être utilisé avec tous les autoradios alimentés sous + 12 volts avec le moins à la masse. Il faudra utiliser des haut-parleurs de 4 ohms d'impédance et supportant au moins 30 watts.

Constitution du montage

Le schéma du booster est donné sur la figure 1. Le cœur de ce montage est le circuit intégré TDA 2004. Il contient deux amplificateurs de puissance avec tous les semiconducteurs annexes.
La figure 1 ne représente qu'un seul des deux canaux stéréophoniques, le second étant exactement identique au premier.

Pour atteindre la puissance de 22 watts, les deux amplificateurs du TDA 2004 sont montés en pont. L'amplificateur du bas de la figure délivre toujours à sa sortie un signal de phase opposé à celui de l'amplificateur supérieur. Ces signaux s'additionnent dans le haut-parleur et fournissent une tension doublée, donc une puissance quadruplée. ***C'est pour cette raison que les connexions des haut-parleurs ne doivent en aucun cas être reliées à la masse, comme c'est l'usage sur les amplificateurs de puissance ordinaires !***

Le montage est réalisé sur un circuit imprimé dont la face cuivre est représentée par la figure 4. La figure 5 donne le plan d'implantation des composants. On veillera à la polarité correcte des condensateurs électrochimiques C1, C2, C4, C5, C6, C7 et C8. C3 devrait être un condensateur de type haute fréquence. Il est destiné à éviter l'accrochage (entrée en oscillations) de l'amplificateur sous l'effet d'impulsions parasites à haute fréquence. Les TDA 2004 ont été soudés sur le circuit imprimé et dotés de radiateurs en aluminium. Ces derniers seront fixés contre le

8.4 Amplificateur booster pour autoradio

boîtier des amplificateurs pour permettre une bonne conduction thermique. La figure 3 donne un exemple d'un tel radiateur. Le boîtier du montage devrait être en métal pour accroître l'immunité aux inductions parasites. La bobine d'arrêt Dr et les condensateurs C1 et C2 sont importants pour le filtrage des impulsions parasites du réseau de bord de la voiture. Le circuit intégré TDA 2004 peut être alimenté sous 18 volts maximum, ce qui signifie qu'il faudra se méfier, en hiver, de l'utilisation des dispositifs augmentant la tension au moment du démarrage. Par mesure de sécurité, on devrait arrêter le booster dans un tel cas. La tension d'alimentation de + 12 volts sera prélevée, lorsqu'elle existe, sur la prise du récepteur destinée à l'antenne électrique, ou alors directement sur la ligne positive avant l'allumage, ou même par le biais d'un interrupteur spécial. Dans tous les cas, on placera un fusible de 6,3 A.

Liste des composants du booster

R1,	R1'	22 ohms	1 W		
R2,	R2'	470 ohms	1/2 W		
R3,	R3'	10 ohms	1/3 W		
R4,	R4'	510 ohms	1/2 W		
R5,	R5'	10 ohms	1/3 W		
R6,	R6'	1 k ohms	1/3 W		
R7,	R7'	1 ohms	1/3 W		
R8,	R8'	1 ohms	1/2 W		
R9,	R9'	10 ohms	1/3 W		
C1,	C2'	1000 µF	16 V	vertical	
C3,	C3'	680 nF	MKS		
C4,	C4'	22 µF	16 V	vertical	
C5,	C5'	10 µF	16 V	vertical	
C6,	C6'	10 µF	16 V	vertical	
C7,	C7'	22 µF	16 V	vertical	
C8,	C8'	22 µF	16 V	vertical	
C9,	C9'	100 nF	MKS		
C10,	C10'	100 nF	MKS		

Dr Bobine sur tore 30 µH 2 A
LS, LS' haut-parleurs, 4 ohms, au moins 30 watts
4 bornes bipolaires
4 vis à métaux 3 x 6
4 vis à métaux 3 x 16
4 entretoises 10 mm
Boîtier aluminium ou acier
Circuit imprimé 100 x 80 mm
IC1, IC1' TDA 2004

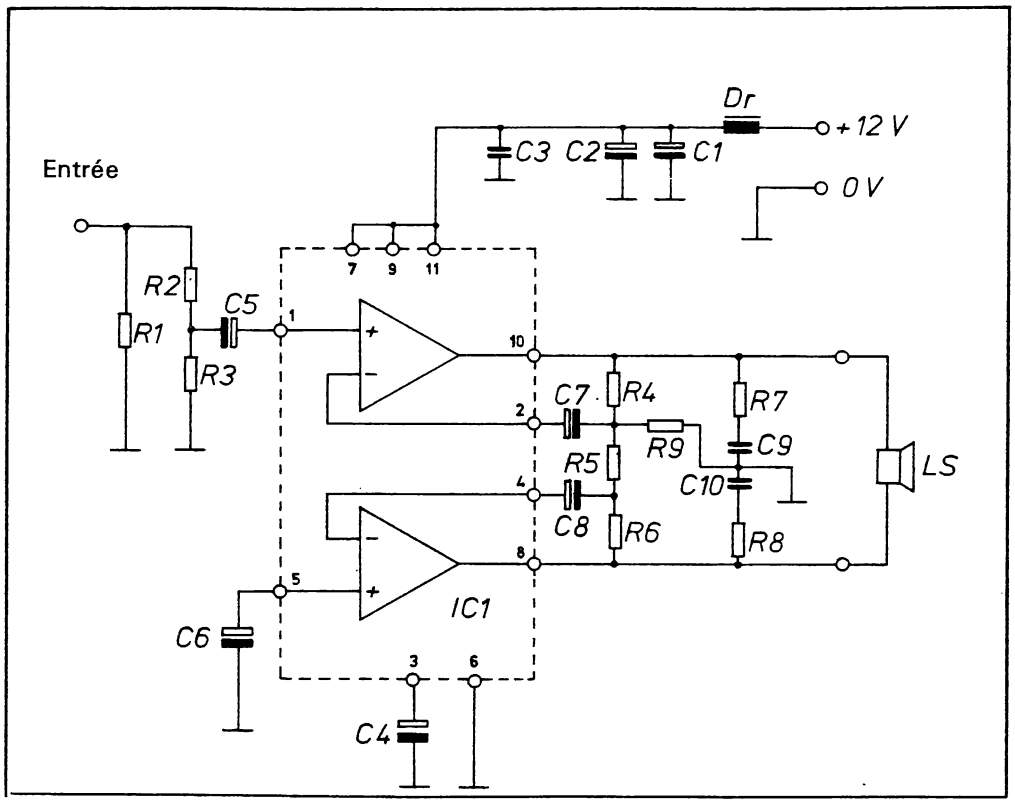


Fig. 1 : Schéma

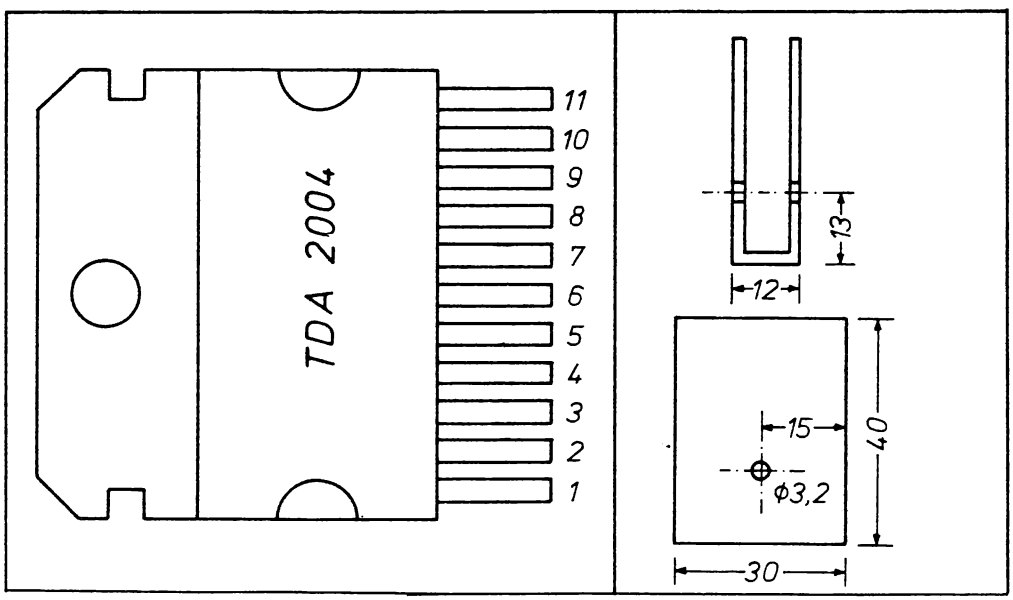
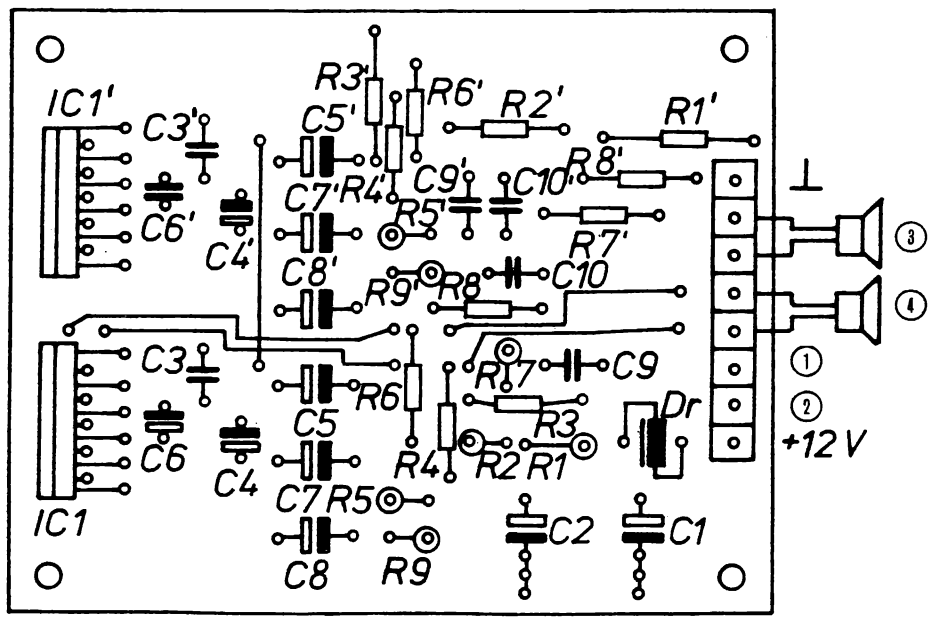


Fig. 2 : Branchement du TDA 2004

Fig. 3 : Radiateur

8.4 Amplificateur booster pour autoradio



1 Entrée d
2 Entrée g
3 Droite
4 Gauche

Fig. 5 : Plan d'implantation

8.4 Amplificateur booster pour autoradio

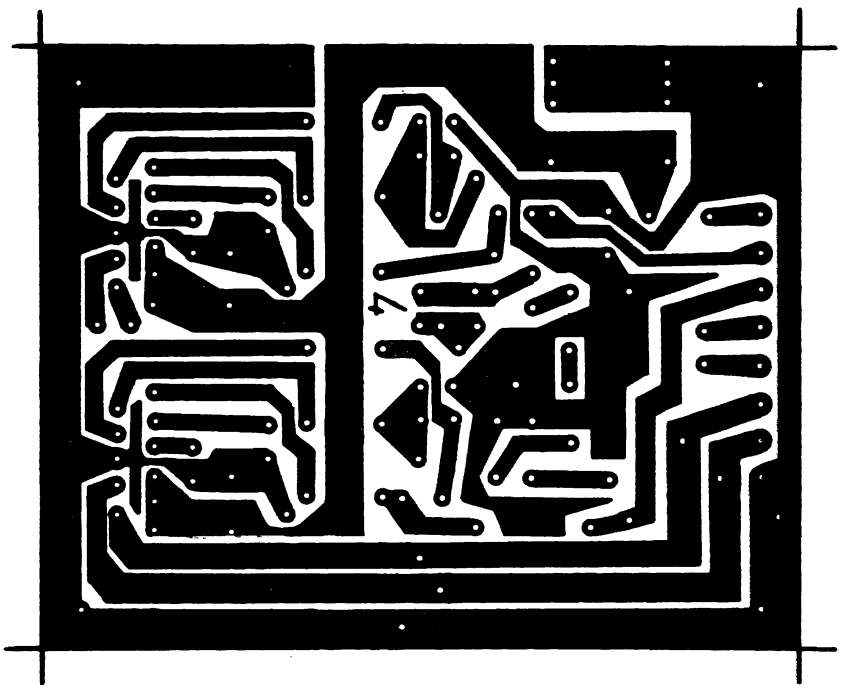


Fig. 4 : Circuit imprimé

5/8.7

Allumage transistorisé ultra-rapide

Un allumage transistorisé commandé par contact offre de nombreux avantages dans un moteur à explosion :
- meilleur démarrage à froid
- usure moindre des contacts
- faible consommation de carburant lorsque l'avance à l'allumage est bien réglée.
- plus grande longévité du moteur et des bougies grâce à une étincelle "propre"
- allumage pratiquement exempt d'entretien.

L'allumage transistorisé décrit ci-dessous présente un avantage supplémentaire : le courant dans la bobine d'allumage est rétabli dès que l'étincelle est éteinte, même si le rupteur est encore ouvert. Ce qui signifie que l'allumage fonctionne toujours avec un angle de came optimal. On obtient donc une meilleure étincelle aux régimes élevés. Ce qui veut dire que le moteur est plus puissant aux grandes vitesses de rotation. Le montage présenté est prévu pour des voitures 12 volts avec négatif à la masse.

Constitution du circuit

La figure 1 représente l'allumage transistorisé. Les composants sont disposés sur le circuit imprimé, dont le côté cuivre est illustré par la figure 2, selon le plan d'implantation de la figure 3. On commence par souder les diodes D1 à D4, en veillant à leurs polarités. La figure 4 montre leurs brochages. Puis on met les autres composants, y compris les bornes, en place. On termine par T2. On met deux vis à métaux de 3 x 10 en place par le dessous du circuit imprimé (côté cuivre). On soude la tête des vis sur la large bande de cuivre, afin d'assurer une meilleure conductibilité électrique. Le radiateur se met en place sur les vis côté composants. Les trous du circuit imprimé doivent bien entendu coïncider avec ceux du radiateur. Puis on place le transistor dans les trous correspondants et on le fixe à l'aide des deux vis. On ne le soude qu'ensuite. Puis on projette un spray plastique sur les deux faces du circuit imprimé terminé, pour le rendre imperméable. Après séchage, on peut le monter dans le boîtier sur des entretoises. On veillera à ce que T2 et son radiateur n'entrent pas en contact avec le boîtier.

Montage de l'appareil dans la voiture

On monte l'appareil sous le capot moteur, en un endroit aussi protégé que possible des projections d'eau, à l'aide de vis à tôle. La borne portant le repère de masse sera reliée à la masse du véhicule par un conducteur d'au moins 1,5 mm^2 de section. Le câble du rupteur sera débranché de la bobine pour être vissé à la borne U. On supprime le condensateur du rupteur. On place ensuite une nouvelle connexion

d'au moins 1,5 mm² de section entre la borne 1 de la bobine d'allumage et la borne ZS de l'allumage transistorisé. Puis on place encore une connexion pas trop mince à partir de la borne 1S de la bobine. L'appareil est alors prêt à fonctionner.
On procède comme suit au réglage du point d'allumage :

1) Remplacer éventuellement les vis platinées (linguets) et les régler sur environ 0,35 à 0,40 mm d'écartement.
2) Régler l'avance au ralenti à l'aide d'une lampe stroboscopique.
N'essayez pas de régler l'angle de came, les circuits électroniques de l'allumage transistorisé s'en chargeant. ■

Liste des composants

R1 180 ohms, 1 W
R2 100 kohms, 1/3 W
R3 10 kohms, 1/3 W
R4 82 ohms, 5 W
R5 100 ohms, 1/3 W
R6 10 kohms, 1/3 W
C1 100 nF, MKS Wima
C2 330 nF, MKS 4 Wima, 630 V=
T1 BD 676
T2 BUX 37
D1, D2 1N4148 ou simil.
D3, D4 Diode zener, 200 V, 1,3 W
2 bornes bipolaires
1 radiateur pour TO 3
1 circuit imprimé 125 x 70 mm
1 boîtier plastique,
p. ex. OKW type 9030087
Spray plastique

8.7 Allumage transistorisé ultra-rapide

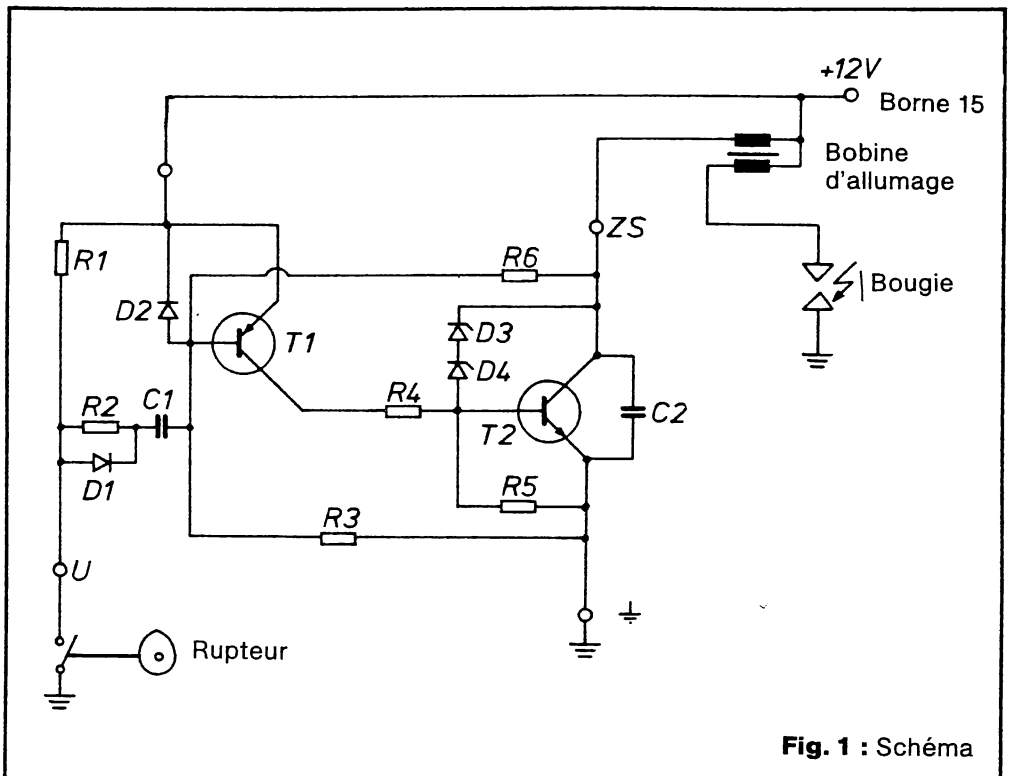


Fig. 1 : Schéma

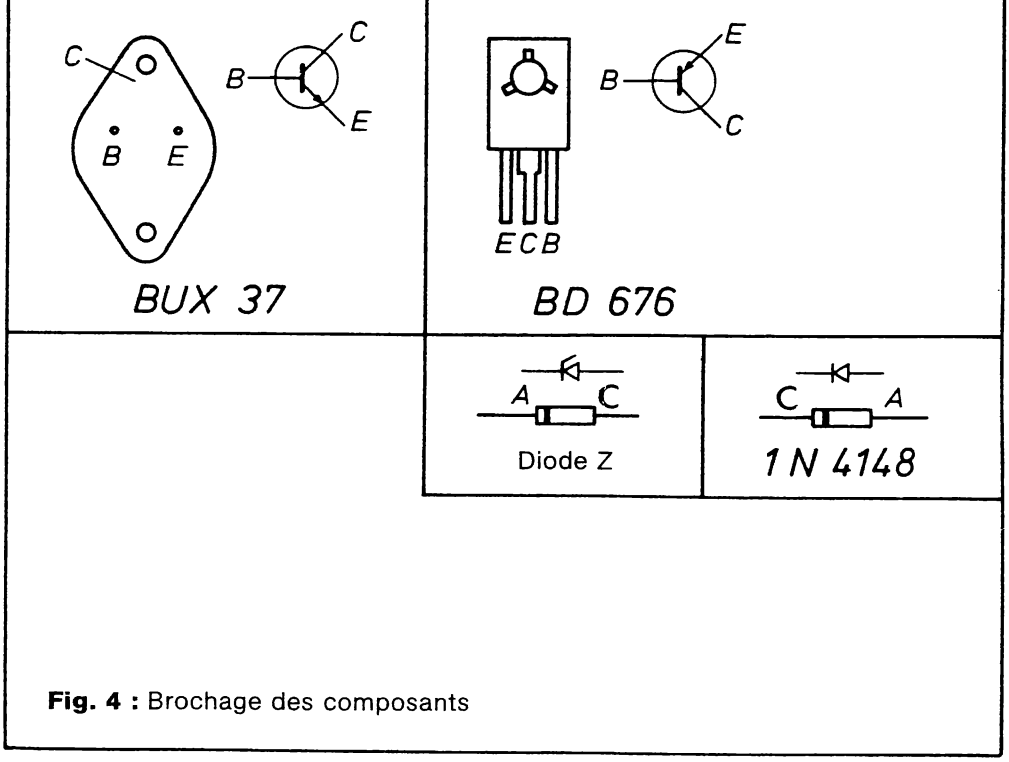


Fig. 4 : Brochage des composants

8.7 Allumage transistorisé ultra-rapide

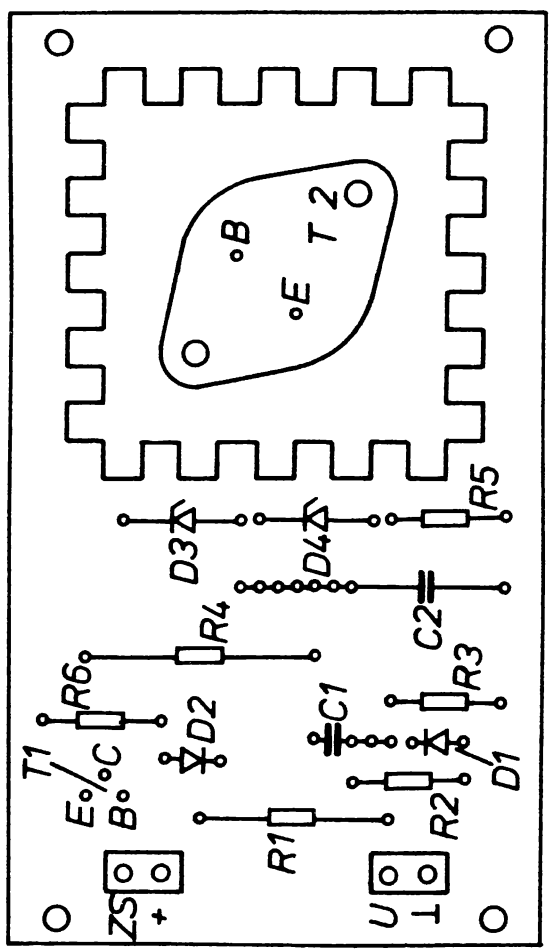


Fig. 3 : Plan d'implantation

8.7 Allumage transistorisé ultra-rapide

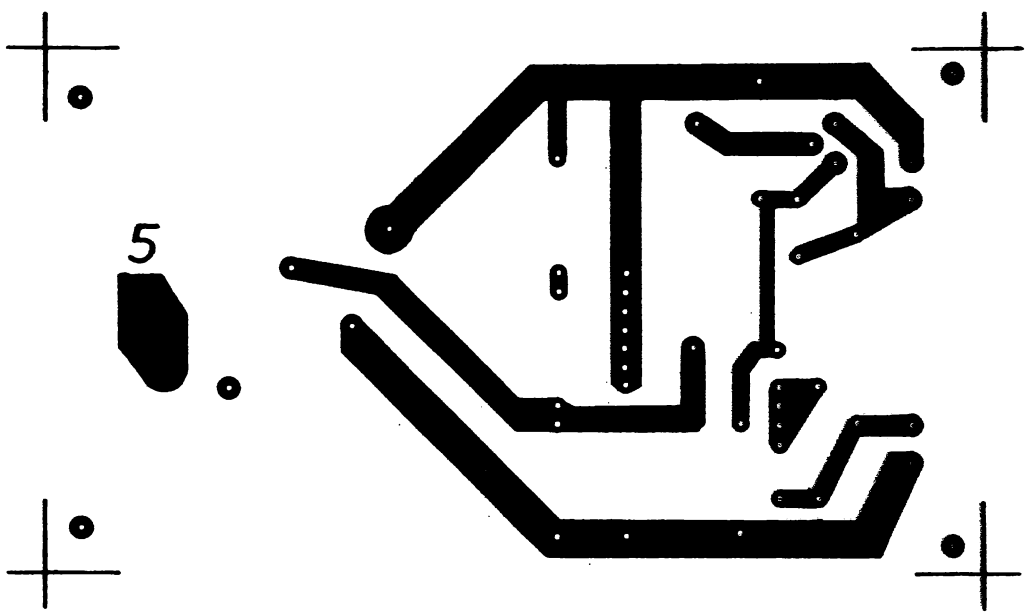


Fig. 2 : Circuit imprimé

5/9.1

Commande électronique pour maquettes à moteur électrique

Il s'agit d'une commande par impulsions qui met en marche et arrête le moteur. Grâce à la fréquence élevée de 50 Hz, le moteur fonctionne sans fortes vibrations. Les avantages de ce principe par rapport à la commande habituelle par potentiomètre sont :
- rendement élevé,
- grande fiabilité,
- poids plus faible,
- économie d'un servo d'entraînement du potentiomètre,
- possibilité, sous certaines conditions, d'assumer l'alimentation de la partie réception de la télécommande.

Description du montage

Sur toutes les télécommandes proportionnelles connues, la sortie du récepteur fournit, en position moyenne du levier de commande, une impulsion positive d'environ 1,5 ms se répétant toutes les 20 ms. La largeur de cette impulsion varie de 1 à 2 ms lorsque le levier parcourt toute sa course. Cette impulsion parvient au NE 543 ; son flanc montant commande un monoflop interne dont la constante de temps est déterminée par R1 et C1. Si l'impulsion extérieure est plus longue ou plus courte, la différence de durée est allongée d'environ 40 fois et peut être prélevée sur les broches 9 ou 1. Le facteur d'allongement de l'impulsion est déterminé par R2/C2 ou R4/C3. R3 et R5 déterminent le temps mort ; c'est la (petite) différence de durée entre impulsions internes et externes, qui ne suffit pas à provoquer de signal de sortie. Elle est importante parce que le mécanisme du levier de commande de l'émetteur n'a pas une reproductibilité parfaite, et que le modèle réduit ne doit plus être entraîné lorsqu'on relâche le levier. Aux bornes de R14 on trouve le signal de sortie de 0 à 20 ms, indépendamment du sens de la marche. Les diodes D2 et D3 découplent entre elles les sorties 1 et 9. Comme la fréquence de répétition est de 20 ms, l'étage de puissance, en montage darlington formé de T5 et T6, est constamment conducteur à "plein gaz", et à vitesse réduite dans un rapport correspondant. R14 limite le courant de sortie de NE543 à environ 25 mA. R15 améliore la commutation sur le flanc négatif, en déchargeant le courant capacitif de base. D4 protège l'étage de puissance contre les pointes inductives de tension dues au moteur.

9.1 Commande électronique pour maquette à moteur électrique

Nombre de commandes électroniques de vitesse présentent une puissance dissipée même à pleine charge, car il y a une chute de tension permanente entre collecteur et émetteur du transistor de puissance. Il en résulte :
- nécessité d'un refroidissement plus énergique de l'étage de puissance,
- performances réduites (surtout à l'accélération).

Le présent montage évite ces inconvénients : R12 charge C9 lorsque T3 est bloqué, donc lorsque T2 est conducteur. Mais lorsque la tension baisse entre deux impulsions, T3 décharge à chaque fois brusquement C9. S'il n'y a pas de trous entre impulsions (pleine charge), la tension aux bornes de C9 atteint une valeur qui rend T4 conducteur; le relais 2 colle et court-circuite le trajet collecteur-émetteur de T6, c'est-à-dire que la totalité de la tension de l'accumulateur est appliquée au moteur. C4, C7, R6 et C5 servent à filtrer la tension d'alimentation.

Pour l'emploi en compétition

On équipe le circuit imprimé d'un stabilisateur de tension MC 7805. Dans la mesure où la tension de l'accumulateur d'entraînement est d'au moins 7,2 V (6 accus cadmium-nickel) et ne tombe pas au-dessous d'environ 6,5 V à pleine charge, cet accumulateur peut assurer l'alimentation du montage récepteur. On économise ainsi le poids et le coût de l'accu du récepteur, et il n'est plus nécessaire de surveiller son état de charge. Mais il faut alors que les connexions entre accu de marche et moteur soient de très forte section, pour éviter toute chute de tension supplémentaire.

Une autre alternative, surtout intéressante pour les voitures de course ou les voiliers électriques, consiste à remplacer le relais d'inversion de polarité par un interrupteur de court-circuit servant de frein par FEM; on ne modifie alors que le câblage du relais 1. Dans la position qui correspondait à la "marche arrière" du levier de commande, il se produit un freinage, comme auparavant, mais sans pomper d'énergie dans l'accumulateur. De plus, on constate une espèce d'effet régulateur : le frein par court-circuit perd son effet dès que le moteur ne tourne plus, autrement dit lorsque les roues se bloquent. Le freinage s'effectue sur la plus faible distance possible, la voiture reste en ligne. Sur les voiliers électriques, le frein provoque le basculement du volet d'admission d'air. En cas de besoin, on réduira l'effet de freinage en intercalant une faible résistance de forte puissance.

Les télécommandes plus anciennes de Graupner/Grundig fonctionnent avec des impulsions inversées. Il faut donc intercaler un étage inverseur.

T6 se loge sur un petit radiateur, dont la taille sera déterminée selon des conditions de fonctionnement. Dans le corps fermé d'un gros bateau, il faudra un grand radiateur, alors qu'un morceau de tôle d'aluminium suffit pour une voiture ou un avion. Toutes les fantaisies sont ici permises.

On peut aussi remplacer le 2N5885 par un 2N3055 en boîtier TO-3 ou TIP. Mais le courant maximal de crête passe alors de 50 A à 15 A, et le comportement est un peu moins favorable aux courants élevés. T1 actionne le relais 1 d'inversion de sens

ou de freinage. R7, R8 et C8 sont montés en filtre pour éviter que les brèves perturbations ne fassent coller le relais. T1 est largement surdimensionné, ce qui accroît la fiabilité et n'intervient qu'à peine dans le coût. De plus, le BD 675 contient une diode de protection contre les surtensions inductives du relais. Il en est de même pour T4.

Il est possible que le relais d'inversion de sens ne fonctionne pas dans le sens souhaité. Il faut alors relier D1 à la broche 1 au lieu de la broche 9, à moins que l'émetteur ne permette une autre possibilité d'inversion du sens.

Construction

On disposera les circuits imprimés à l'aide du plan et de la liste des composants. R16, T6 et R15 se montent sur leurs fils, ceux de T6 seront aussi courts que possible, la section se détermine en fonction de la charge, au moins 1,5 mm^2. Puis on met l'émetteur en marche, et on branche récepteur, moteur et accumulateur.

Alignement

R1 sert à régler le point neutre. Pour cela, placer le levier de commande de l'émetteur, y compris son réglage fin, en position médiane, et ajuster R1 jusqu'à ce que le moteur s'immobilise.

Vérification de l'inverseur de sens : tirer le levier de commande vers l'arrière.

Vérification du commutateur de pleine charge : dans les deux sens, il doit coller un peu avant d'atteindre la butée, sinon modifier les valeurs de R2 et R4.

Conseils pratiques

Le montage a été réalisé en de nombreux exemplaires dans toutes les versions. Pour l'utilisation avec des voitures de course, la version avec freinage par court-circuit s'est révélée optimale. Pour les bateaux de course et avions électriques sans volet d'air, on peut y renoncer, ce qui économise en outre du poids. Pour les gros bateaux et véhicules tous terrains, la version de base avec interrupteurs d'inversion et de pleine charge convient le mieux. Il est essentiel de veiller à un très bon déparasitage du moteur. Un simple condensateur ne suffit en aucun cas. Le montage indiqué a fait ses preuves. On le placera aussi près que possible du moteur.

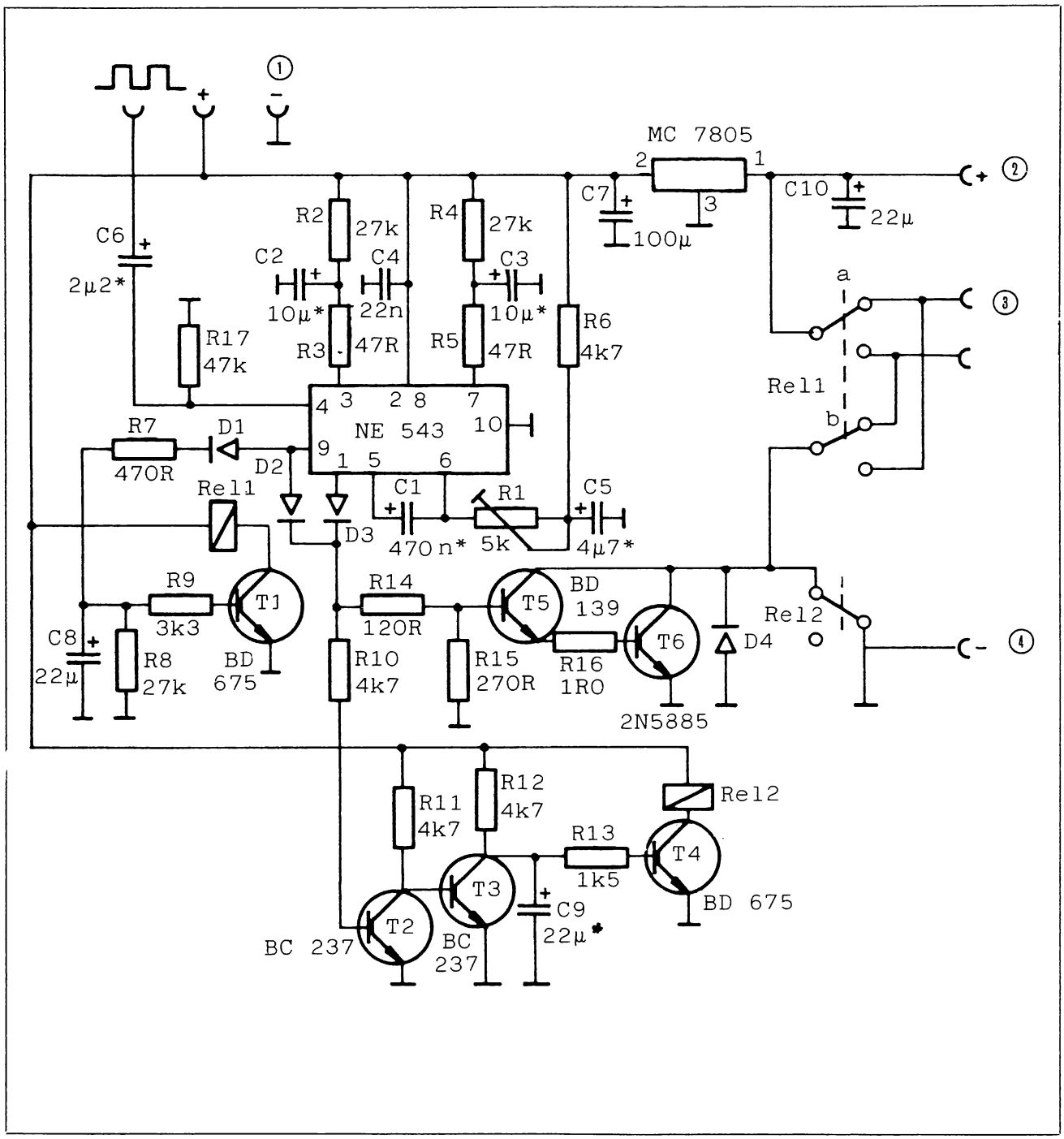
L'antenne sera montée aussi loin que possible de la commande de vitesse et du moteur. Une corde à piano d'environ 1 m de longueur convient parfaitement. Pour les gros bateaux, 50 à 60 cm sont suffisants, surtout qu'ils s'éloignent moins. ***L'extrémité de l'antenne sera obligatoirement roulée en boucle ou recouverte d'une sphère plastique.*** Il y a déjà eu trop de blessures aux yeux! Le câble d'antenne d'origine sera raccourci et doté d'une fiche. On évitera de l'enrouler. Sur les avions, on pose un câble d'antenne flexible vers la dérive, et on laisse pendre le reste. Le respect de ces conseils assure un fonctionnement sans perturbations même à grandes distances.

9.1 Commande électronique pour maquette à moteur électrique

Liste des composants de la commande à NE 543

R 1	5k	Multitours Cermet
R 2	27k	Couche carbone 1/8 W
R 3	47R	Couche carbone 1/8 W
R 4	27k	Couche carbone 1/8 W
R 5	47R	Couche carbone 1/8 W
R 6	4k7	Couche carbone 1/8 W
R 7	470R	Couche carbone 1/8 W
R 8	27k	Couche carbone 1/8 W
R 9	3k3	Couche carbone 1/8 W
R10	4k7	Couche carbone 1/8 W
R11	4k7	Couche carbone 1/8 W
R12	4k7	Couche carbone 1/8 W
R13	1k5	Couche carbone 1/8 W
R14	120R	Couche carbone 1/8 W
R16	1RO	Couche carbone 1/8 W
R17	47k	Couche carbone 1/8 W
C 1	470n	Tantale 6V3
C 2	10µ	Tantale 6V3
C 3	10µ	Tantale 6V3
C 4	22n	
C 5	4µ7	Tantale 6V3
C 6	2µ2	Tantale 6V3
C 7	100µ	Tantale 6V3
C 8	22µ	Tantale 6V3
C 9	22µ	Tantale 6V3
C10	22µ	Tantale, selon tension d'accu
D1		1N4148 ou similaire
D2		1N4148 ou similaire
D3		1N4148 ou similaire
D4		1N4148 ou similaire
T1		BD675
T2		BC237 ou similaire
T3		BC237 ou similaire
T4		BD675
T5		BD139
T6		2N5885 ou 2N3055
IC1		NE543 (Signetics)
IC2		MC7805
Rel 1		Kaco RB 18002 L1, 2 µm
Rel 2		Kaco RS 1400 L1, 1 µm
Bu 1		Connecteur 4 pôles pour câble

9.1 Commande électronique pour maquette à moteur électrique



1 Récepteur
2 Accu +
3 Moteur
4 Accu

condensateurs au tantale 6,3 V
D1 à D4 = 1N4148
R_2 à R_{17} = 1/8 de watt

Fig. 1 : Schéma

9.1 Commande électronique pour maquette à moteur électrique

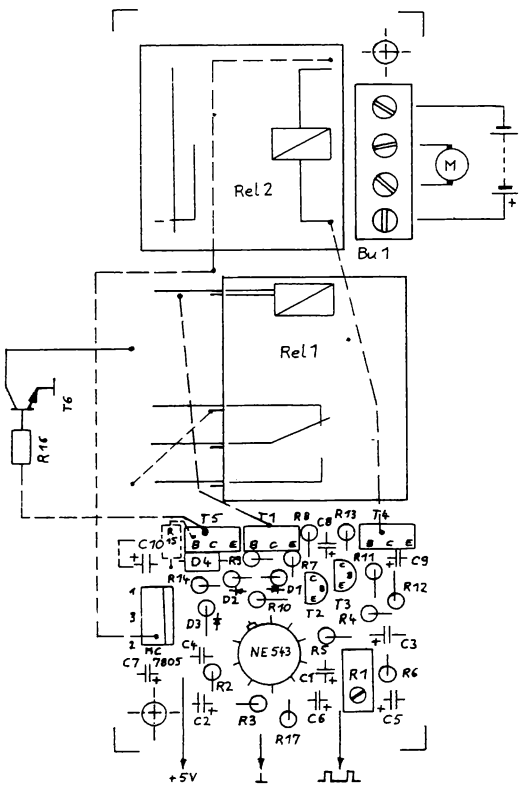


Fig. 3 : Implantation

9.1 Commande électronique pour maquettes à moteur électrique

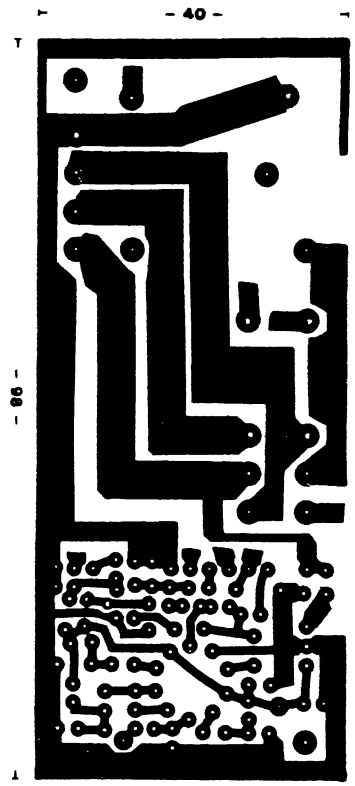
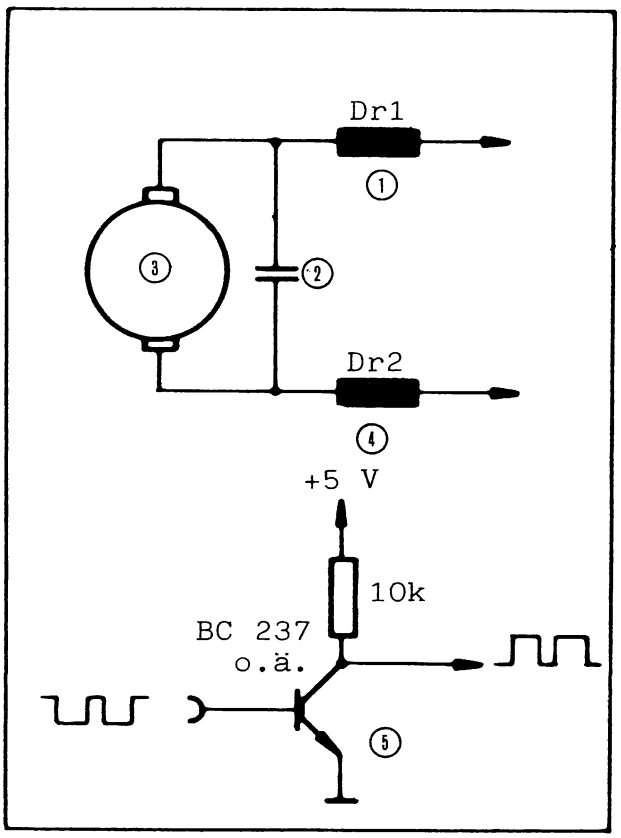


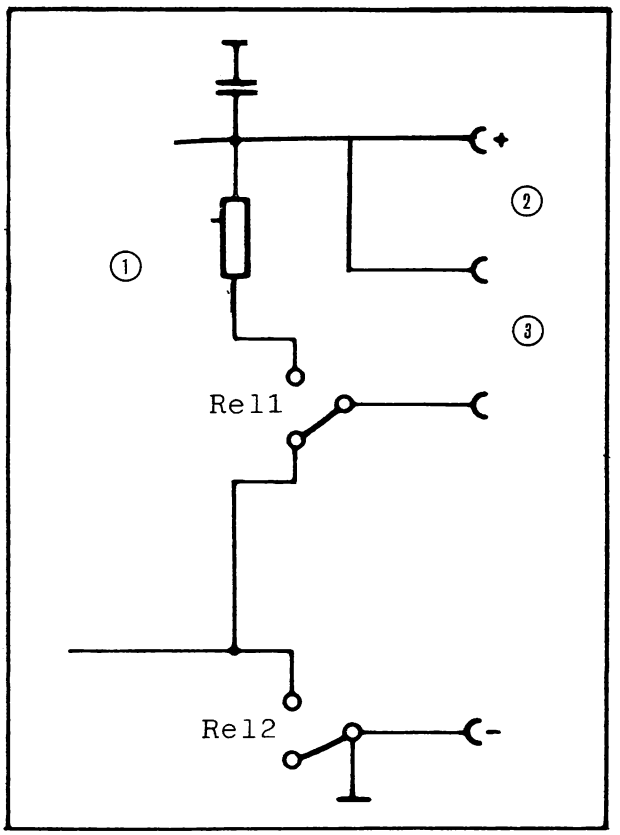
Fig. 2 : Circuit imprimé

9.1 Commande électronique pour maquette à moteur électrique



1 Dr1, Dr2 = ferrite RTC à 6 trous
2 Céramique
3 Moteur
4 Filtre antiparasite
5 Inverseur

Fig. 4 : Commande du moteur



1 Résistance de freinage selon nécessité
2 Accu
3 Moteur

Fig. 5 : Variante avec frein à court-circuit

5/9.2

Télécommande universelle (27/40 MHz)

La télécommande universelle convient, en liaison avec un générateur de code correspondant, pour l'ouverture automatique des portes de garage, pour la mise en marche et l'arrêt des systèmes d'alarme domestiques ou automobiles, etc. Compte tenu des dimensions réduites de l'appareil et de sa consommation (inférieure à 30 mW), sa portée de 100 à 150 m est considérable. Elle est obtenue grâce à l'emploi d'un récepteur ultrasensible construit autour du circuit intégré TCA 440, et d'une puissante antenne ferrite dans l'émetteur. Le codage du circuit intégré MM 53200 de National offre 4096 combinaisons différentes. Les possibilités de ce circuit sont les plus universelles, puisqu'il peut être utilisé comme encodeur et comme décodeur.

Les possibilités du MC 145206 de Motorola, au nombre de 19683, sont plus grandes, mais ce circuit est uniquement encodeur et il faut un décodeur MC 145028 séparé. Par contre, le MC 145026 offre la possibilité, pour un code de base de 243 signaux différents, de transmettre un signal codé DCB de 4 bits, que le décodeur MC 145027 peut exploiter et afficher directement. Cette variante se révèle avantageuse lorsque des signaux différents doivent être envoyés par un seul émetteur de commande. Pour un code de base choisi parmi 243 possibilités , on peut émettre simultanément 16 autres signaux, indépendamment du code base. Nous y reviendrons plus loin.

Récepteur

Le récepteur est construit autour du circuit à large intégration TCA 440, utilisable jusqu'à 40 MHz. La sensibilité est d'environ 2 μV. Pour la version 27 MHz, il suffit de remplacer le circuit d'entrée et le circuit oscillateur par une bobine KXC-K 3265N. La fréquence intermédiaire est de 445 kHz, de sorte que les quartz se calculent selon la formule : fréquence d'émission moins 455 kHz. Pour la version 40 MHz, les quartz de 40,665, 40,675, 40,685 et 40,695 MHz sont standards et relativement faciles à trouver. La fréquence intermédiaire et l'exploitation du signal digital sont identiques pour les deux modèles.

Le circuit oscillant d'entrée a un pôle à la masse. L'extrémité "chaude" en haute fréquence est couplée, à trvers un condensateur de 4,7 pF, à l'antenne constituée par un fil métallique d'environ 50 cm de longueur. Un condensateur est incorporé à la bobine pour former le circuit oscillant. L'enroulement basse impédance de couplage est relié directement aux deux entrées du TCA440. L'oscillateur à quartz intégré dans le TCA440 est utilisé comme oscillateur à quartz simple. Le quartz oscille entre le collecteur et la base accessibles. Pour faire fonctionner le quartz sur la fréquence exacte voulue, il faut un circuit accordé dans la liaison collecteur. On utilise la même bobine que pour le circuit d'entrée, mais la bobine

de couplage n'est pas employée. Comme la seconde entrée accessible de l'oscillateur n'est pas nécessaire, elle est reliée à la masse par un condensateur de 10 nF (broche 5).

A la sortie du mélangeur intégré, broche 15, on trouve la fréquence intermédiaire de 455 kHz. Mais avant de pouvoir amplifier ce signal, il faut faire une sélection (ici pour réduire la largeur de bande), afin qu'à la sortie digitale on n'exploite que le signal transmis sur le canal d'émission, ce qui s'effectue avec le filtre FI de couleur jaune.

D'un côté, le bobinage du circuit oscillant est relié à la masse, alors que le côté "chaud" est relié au filtre céramique. On peut utiliser les filtres céramiques de types CFU-455-H ou LF-B6. Le filtre FI est un filtre normal AM de 455 kHz (de radiorécepteur). Si on ne dispose pas d'un tel filtre, il est conseillé d'utiliser le type LMC-4100A de Toko, qui est aussi le fabricant des bobines d'oscillateur et d'entrée.

La sortie du filtre céramique est reliée à l'entrée de l'amplificateur FI, broche 12. Les deux autres entrées, des broches 11 et 13, ne sont pas utilisées et mises à la masse par des condensateurs de 10 nF. A la broche 7, la sortie de l'amplificateur FI on trouve la tension FI amplifiée. On améliore la sélectivité à l'aide d'un filtre 455 kHz de couleur noire relié à la masse (nous conseillons le type LMC-4102A de Toko). La bobine de couplage reste inutilisée. Le signal de sortie est démodulé en même temps qu'on produit une tension de régulation. On utilise une diode au germanium pour la démodulation.

La résistance de 12 kohms constitue la résistance de charge. Le condensateur de 2,2 à 3,3 nF court-circuite les résidus de la haute-fréquence. Le signal BF ainsi obtenu est appliqué à l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel LM 358 monté en comparateur. La tension de régulation produite à partir du signal BF traverse une résistance de 39 kohms pour parvenir à l'entrée de régulation, broche 9, ainsi qu'à l'entrée du second amplificateur opérationnel monté en transformateur d'impédance. Le retard de régulation est provoqué par un condensateur de 15 μF entre broche 9 et masse. La régulation de l'étage d'entrée est produite à partir du signal de sortie du S-mètre (intensité du champ) de la broche 10. On y trouve un diviseur de tension de 2 x 470 ohms dont le point milieu est relié à l'entrée de régulation de l'étage d'entrée. On obtient une plage globale de régulation de plus de 80 dB.

A la sortie du premier amplificateur opérationnel, on trouve la même tension de régulation qu'à son entrée, mais la tension ne varie pas avec la charge de la sortie. Entre sortie et masse on a un diviseur de tension de rapport 1 à 5 (1,8 kΩ/10 kΩ). A travers une résistance de 10 kohms, on applique la tension de régulation ainsi obtenue à l'entrée du second comparateur.

De cette façon on évite les distorsions dues aux variations du champ.

Le signal digital de sortie peut être directement appliqué à l'entrée du décodeur. Le récepteur sera alimenté sous 9 à 12 V, qui n'ont pas besoin d'être stabilisés. La consommation est de l'ordre de 20 mA. Pour le réglage du récepteur, un multimètre suffit, ainsi bien entendu qu'un émetteur pour avoir un signal utilisable. On règle les quatre bobines pour obtenir la tension continue maximale au point test TP. L'ensemble fonctionne en modulation d'amplitude.

L'émetteur

La construction de l'émetteur est beaucoup plus simple que celle du récepteur. Pour la version à 40 MHz, on utilise des bobinages de type 2K241 Toko, alors que le modèle à 27 MHz est construit avec des bobines 2K218. Les condensateurs n'ont pas être modifiés. Dans le premier étage, on trouve un BF199 monté en oscillateur. La modulation par impulsions s'effectue sur la base et l' émetteur

de ce transistor. Le quartz, couplé inductivement, est placé entre collecteur et base du même transistor. Le collecteur est relié côté haute impédance de la bobine. La tension d'alimentation, qui peut être permanente, est amenée par la prise médiane. Dans l'émetteur du transistor oscillateur on trouve un autre transistor (BC237 ou similaire), pour la modulation. La tension d'alimentation est découplée par des condensateurs de 10 nF, alors que le condensateur de 100 pF entre collecteur et émetteur du transistor modulateur est destiné à éviter l'accrochage (oscillations spontanées).

La modulation est constituée par le signal de sortie de l'encodeur utilisé. Elle met l'oscillateur sous tension et l'arrête en saturant le transistor modulateur, mettant ainsi l'émetteur du transistor oscillateur à la masse et en appliquant simultanément, à travers une seconde résistance de 10 kohms, une polarisation positive à la base du BF199. L'émetteur ne fonctionne donc que lorsqu'un potentiel H est appliqué à son entrée.

La bobine de couplage de la première bobine a l'une de ses extrémités reliée à la masse et l'autre attaque la base d'un second transistor BF199 monté en amplificateur. La tension HF à faible impédance est prélevée sur une partie du second bobinage, servant à prolonger l'inductance de la spire (ou plutôt des 3/4 de spire) de couplage bobinée sur le bâtonnet de ferrite. Cette bobine est accordée à l'aide d'un condensateur de 22 pF placé entre collecteur et masse du second BF199. Le circuit oscillant est composé d'un enroulement de 3 ¾ de tours (4 ¾ pour 27 MHz) sur le bâtonnet ferrite ; le condensateur fixe de 22 pF et le trimmer de 20 pF servent à améliorer encore la sélectivité, afin que le signal de sortie soit aussi exempt que possible d'harmoniques. Dans le prototype, on a utilisé le bâtonnet type VZ 10/40 g K 14, mais tout autre modèle convenant pour ces fréquences peut faire l'affaire, éventuellement en revoyant les condensateurs d'accord des circuits oscillants primaire et secondaire. La puissance de sortie est inférieure à 30 mW et reste donc pratiquement indécelable par des tiers. Rappelons néanmoins que l'emploi de tout émetteur est subordonné à une autorisation, aussi incombe-t-il à chacun de prendre ses responsabilités.

Encodeur

Ce nom tiré de l'américain désigne tout simplement ce que nous appelions autrefois un codeur. Un tel codeur est destiné à moduler l'émetteur par un signal "brouillé". Selon le modèle utilisé, les possibilités se situent entre 243 et 19683. Le risque de découverte du code est de loin moins grand que celui de voir une personne mal intentionnée fabriquer une fausse clé. Outre la sécurité donnée par ce codage, la bande de fréquence (ou le canal) qu'il faut également trouver sont déterminants. Il est par exemple impossible de mesurer la fréquence d'émission au fréquencemètre, les variations rapides et aléatoires ne permettant pas de mesure, surtout que la durée d'émission d'un signal de télécommande de ce genre est toujours très brève.

Le codeur peut être le MM53200 de National qui, avec une modification des circuits externes, fonctionne aussi comme décodeur. Les différents codes sont ici limités à 4096 (code DCB à 12 bits).

Pour l'usage comme encodeur, on utilise le MM3200 de la façon suivante :

Broche 18 = + 9 V, broche 17 = sortie (entrée digitale de l'émetteur), broche 16 = en l'air, broche 14 = − 9 V pile (masse), broche 13 = oscillateur RC (résistance vers + pile, condensateur vers masse : valeurs conseillées 100 kohms/180 pF).

Les entrées 1 à 12 servent au codage et sont, soit à la masse (0 logique = niveau L), soit en l'air (niveau logique H). Si on utilise des interrupteurs DIP pour le codage, on peut facilement et souvent modifier le code utilisé,

afin que le système soit encore plus fiable. Pour assurer un signal stable, la tension d'alimentation ne devrait pas être inférieure à 7 V ou supérieure à 12 V. Une pile de 9 V constitue une alimentation optimale. Il est évident que le décodeur doit être placé sur la même combinaison de code.

Une autre possibilité consiste à utiliser le circuit MC145026 de Motorola. Le signal de sortie est similaire. Mais ce circuit ne fonctionne qu'en encodeur, avec un maximum de 19683 codes différents en mode tri-state (à trois états). Pour cela, il faut 9 entrées, reliées soit au plus, soit à la masse, ou qui restent en l'air. Pour pouvoir programmer le code avec des commutateurs DIP, il faut néanmoins deux interrupteurs par entrée, donc 18 au total.

Le brochage est similaire à celui de MM53200, avec broche 16 = + U_B (ici 4,5 à 18 V), broche 15 = sortie (vers entrée digitale de l'émetteur), broche 14 = touche de démarrage ou, si la tension d'alimentation est découpée, directement à la masse. L'oscillateur d'horloge utilise les broches 13, 12 et 11. Les résultats optimaux ont été obtenus ici avec : broche 13 = 220 kohms, broche 12 = 1000 pF, broche 11 = 510 kohms. Les trois autres connexions de ces trois composants sont simplement reliées entre elles. La broche 8 est reliée à la masse et les broches 1 à 7 ainsi que 9 et 10 sont, au choix, reliées à la masse, vers le plus ou le moins, soit directement, soit pas l'intermédiaire d'interrupteurs. Le décodeur MC145028 correspondant sera décrit plus loin. Une autre possibilité de cet encodeur consiste, avec le même brochage, et hormis les broches 6/7 et 9/10, à subdiviser le code. Il ne reste alors que 243 possibilités différentes de codage. Mais on peut en outre transmettre simultanément un signal à 4 bits, exploité directement par le décodeur 145027. On peut donc, par télécommande, transmettre 16 commandes différentes et les décoder, tout en conservant un code de base à 243 possibilités. Seule modification, les broches 6/7 et 9/10 (qui correspondent à 1, 2, 4, 8) restent en l'air pour le niveau H et à la masse pour le 0.

Le schéma se trouve sur les figures 5, 6 et 7.

Décodeur

Le décodeur est branché sur la sortie digitale du récepteur. Commençons, pour respecter le même ordre de succession que pour les encodeurs, par la description du MM53200. Broche 18 = + U_B (max. 12 V), broche 17 = sortie [Ici, il est nécessaire d'intercaler la description de la suite du traitement du signal : en position de veille, la sortie est au niveau H, c'est-à-dire qu'elle est au potentiel de la tension d'alimentation. Si un signal est décodé, la sortie passe à 0 aussi longtemps que le signal codé est appliqué à l'entrée. On peut par exemple brancher ici une bascule monostable MOS ou un transistor de commutation (à travers au moins 4,7 kohms) qui pourra lui-même commander un relais.], broche 16 = entrée (reliée à la sortie OP du récepteur), broches 14/15 à la masse et broche 13 recevant la même combinaison RC que l'encodeur (ici : 100 kohms après + U_B /180 pF à la masse). Les entrées de code 1 à 12 doivent être branchées comme celles de l'encodeur (en l'air = niveau H, à la masse = 0).

La description suivante concerne le MC145028. Ici, deux circuits RC sont nécessaires pour le décodage du signal. Le brochage relativement simple est le suivant : broche 16 = + U_B (4,5 à 18 V), broche 11 = sortie [Ici, la sortie est à 0 en position veille, et passe au niveau H lorsqu'un signal codé est appliqué à l'entrée. Notons que par le signal codé, on entend toujours celui présentant le code correct. Il faudra également une résistance de sortie d'au moins 4,7 kohms pour pouvoir commander un transistor de commutation. Mais on peut aussi brancher directement des composants MOS], broche 10 = combinaison RC (150 kohms/22 nF tous deux vers la masse), broche 8, masse.

9.2 Télécommande universelle (27/40 MHz)

Les broches 1 à 5 et 12 à 15 seront branchées comme les broches correspondantes de l'encodeur (en l'air, vers + ou —). Le second circuit RC est relié aux broches 6 et 7, avec 39 kohms entre 6 et 7 et 22 nF entre 7 et masse. Les valeurs indiquées se rapportent à celles données pour le circuit d'encodage.

La dernière description est celle du circuit MC145027. Sa particularité est la réception simultanée DCB à 4 bits. Le brochage diffère de celui du MC145028 par le fait que les broches 12 à 15 ne correspondent plus au code utilisé, mais représentent les quatre sorties parallèles.

Les sorties se comportent comme celle de la broche 11, qui reste disponible et qui peut être par exemple utilisée pour un affichage "code de base reconnu". Les sorties BCD sont équipées d'un latch. Ce qui signifie qu'un code reconnu et exploité reste conservé jusqu'à ce qu'il soit supprimé par un nouveau signal.

Le signal de sortie de la broche 11, lui, n'est disponible qu'aussi longtemps que le décodeur reçoit le signal correspondant au code voulu.

Liste des composants

Semiconducteurs

TCA44	1
LM324	4
LM358	2
BF199	2
BC548	1
MC125026	1
MC145028	1
1N60	1
LED	1

Résistances

150 Ω	1
470 Ω	2
1,5 kΩ	2
1,8 kΩ	2
2,2 kΩ	1
8,2 kΩ	1
10 kΩ	10
12 kΩ	1
39 kΩ	3
150 kΩ	3
180 kΩ	1
220 kΩ	2
510 kΩ	1

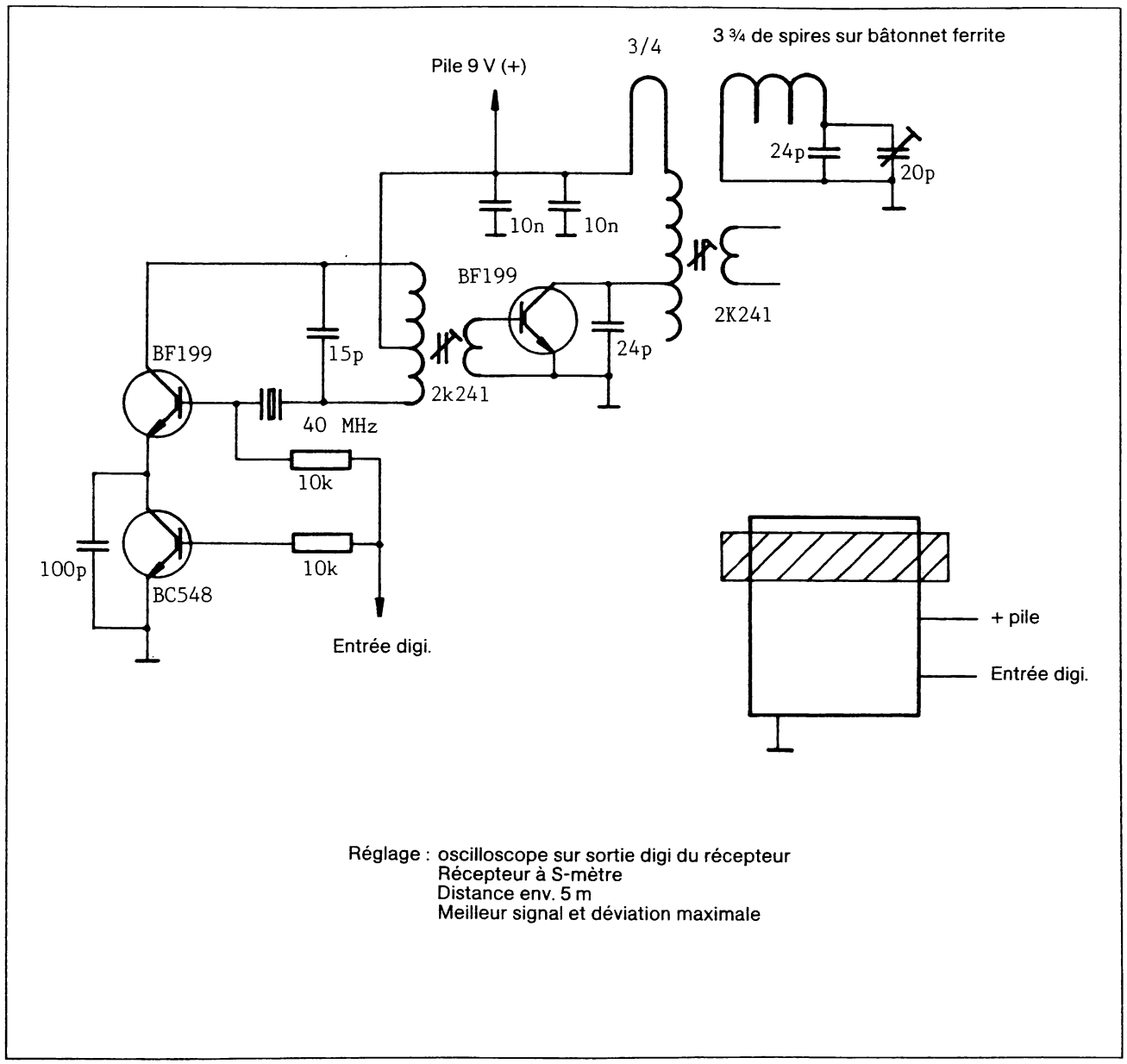
Condensateurs

4,7 pF	1
15 pF	1
24 pF	2
100 pF	1
1 nF	2
2,2 nF	1
10 nF	5
22nF	4
10 µF	1
15 µF	1
Trimmer 24 pF	1

Divers

2 Commutateurs 2 × inverseur
1 poussoir inverseur
1 filtre jaune CFU 455n
2 filtre K3269
1 filtre noir CFU455n
1 1bâtonnet ferrite
1 1 Quartz 40 MHz ou 27 MHz

9.2 Télécommande universelle (27/40 MHz)



Réglage : oscilloscope sur sortie digi du récepteur
Récepteur à S-mètre
Distance env. 5 m
Meilleur signal et déviation maximale

Fig. 1 : Emetteur 40 MHz

9.2 Télécommande universelle (27/40 MHz)

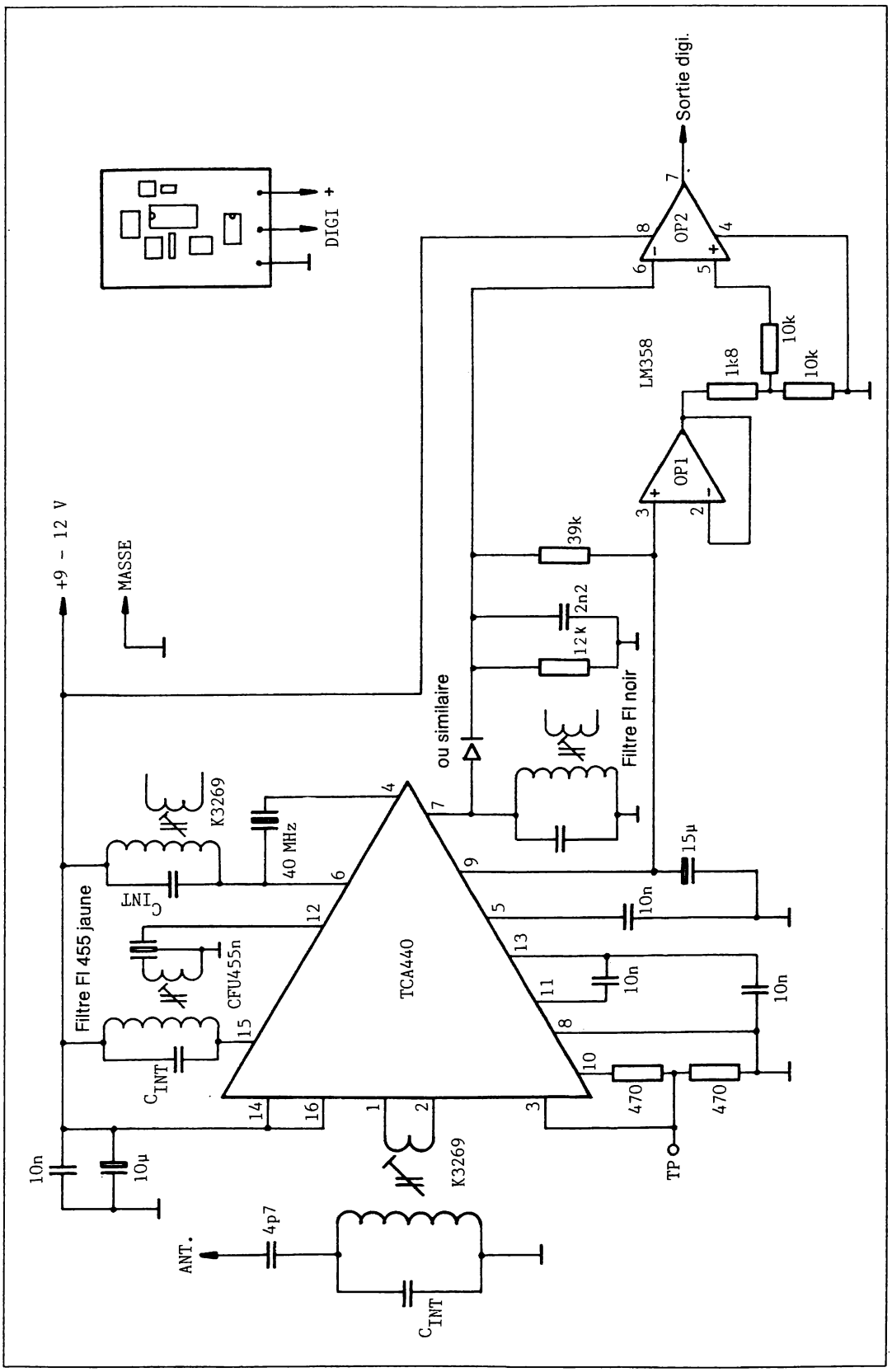


Fig. 2 : Récepteur 40 MHz avec sortie digitale

9.2 Télécommande universelle (27/40 MHz)

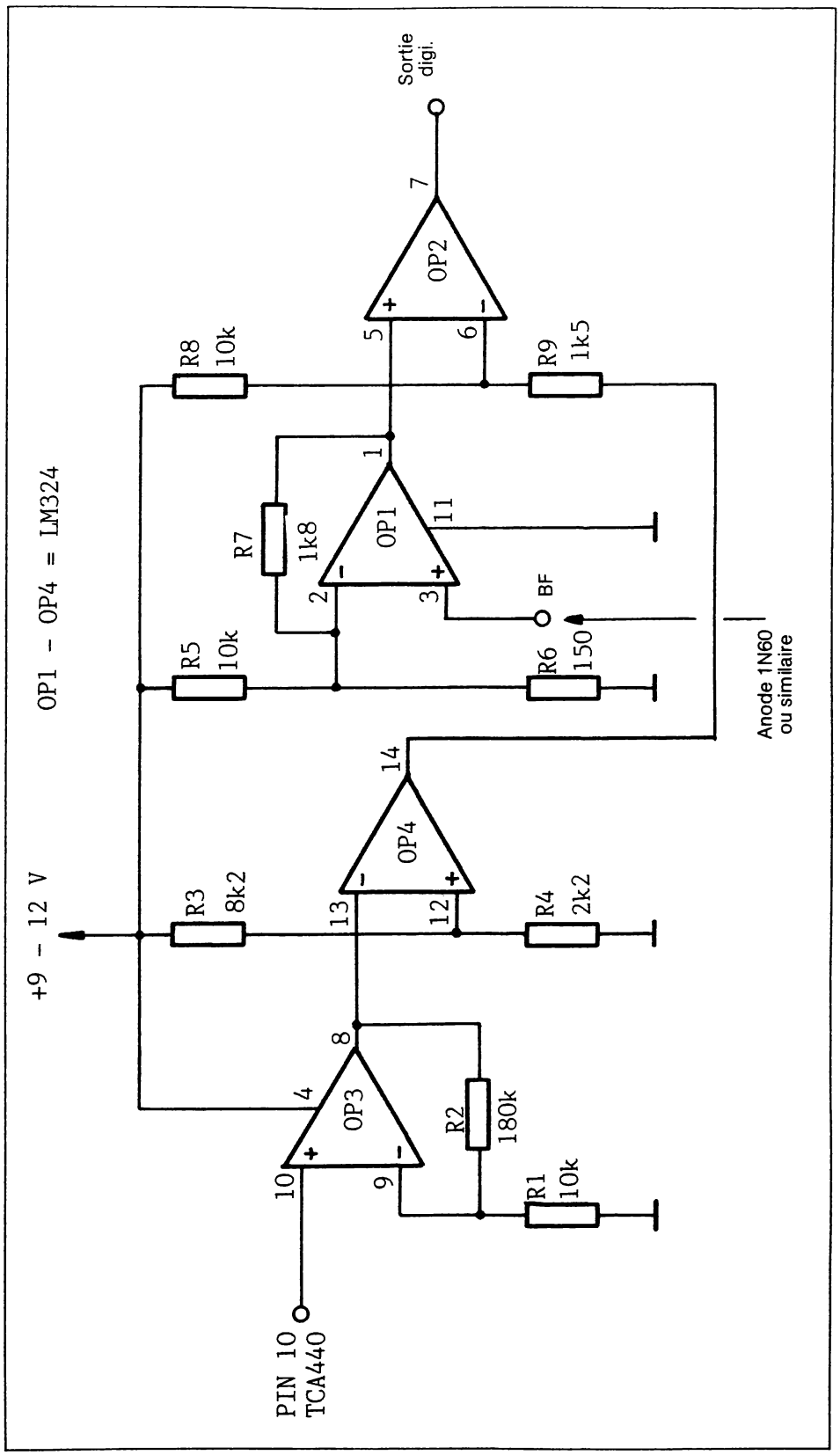
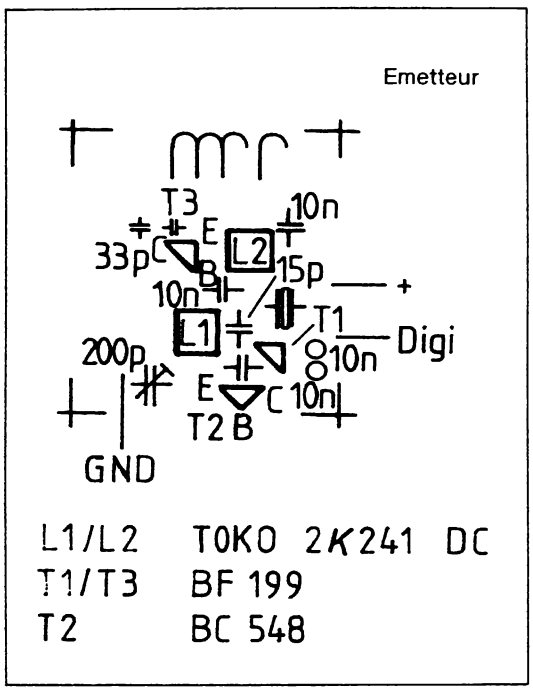


Fig. 3 : Amplificateur digital avec filtre anti-souffle. Il remplace la partie amplificatrice avec les LM358 de la figure 2

9.2 Télécommande universelle (27/40 MHz)



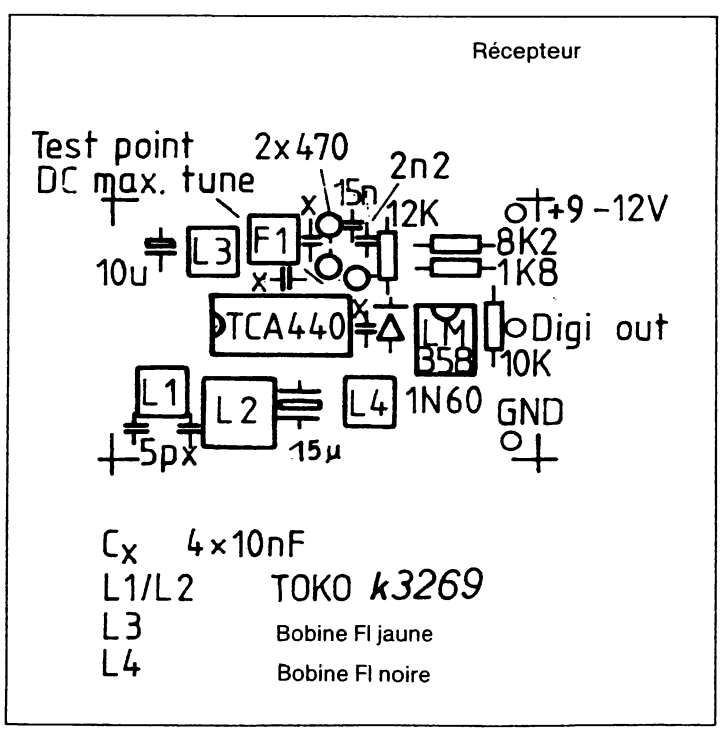


Fig. 4 : Plans d'implantation

9.2 Télécommande universelle (27/40 MHz)

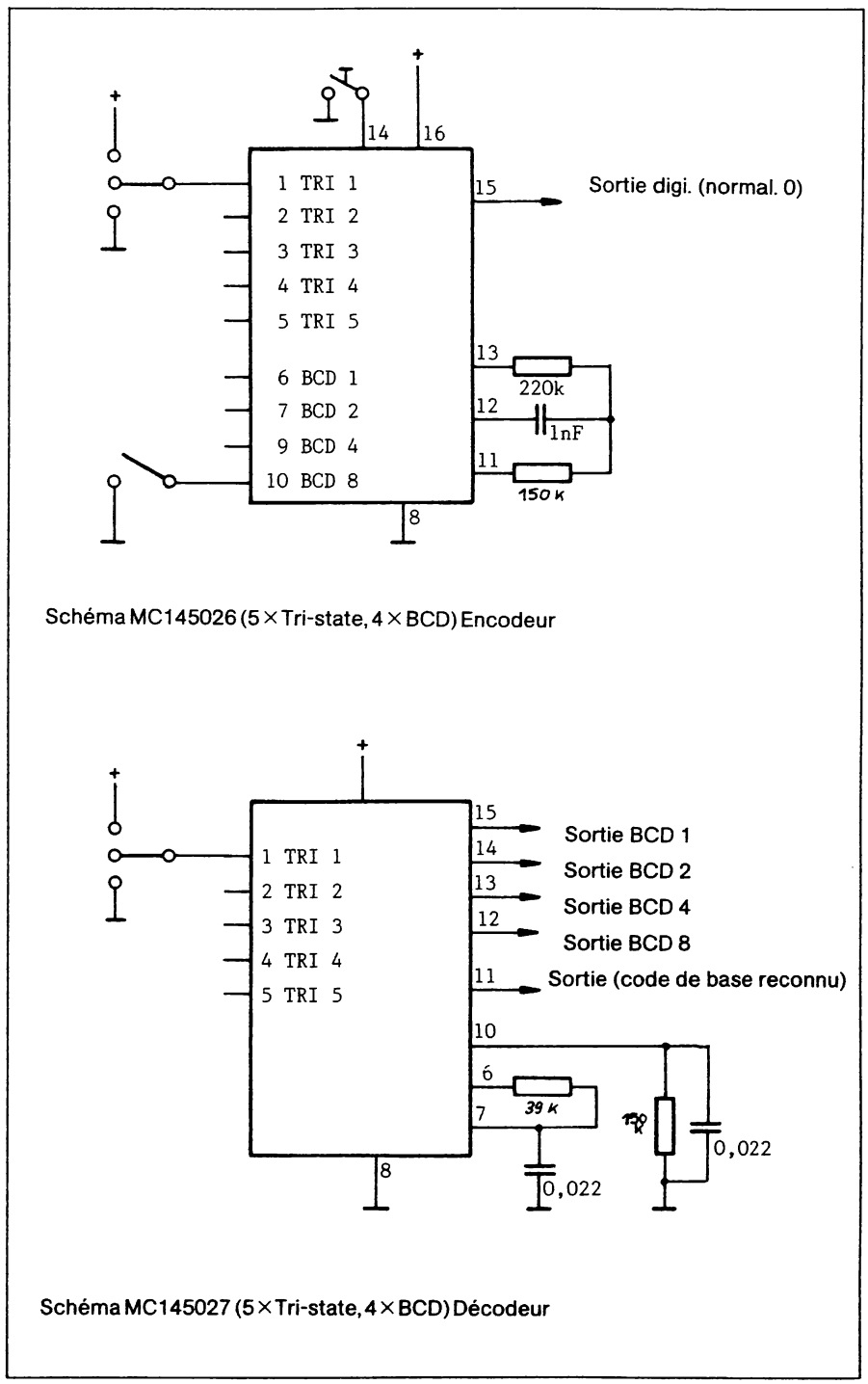
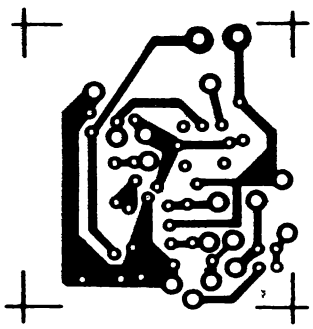
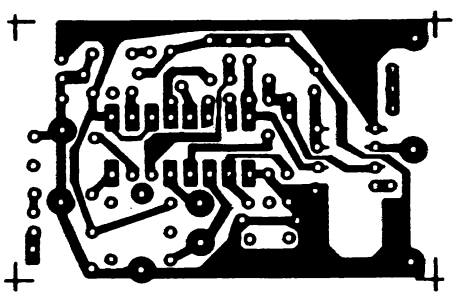


Fig. 5 : Branchement encodeur/décodeur

9.2 Télécommande universelle (27/40 MHz)





Circuits imprimés

9.2 Télécommande universelle (27/40 MHz)

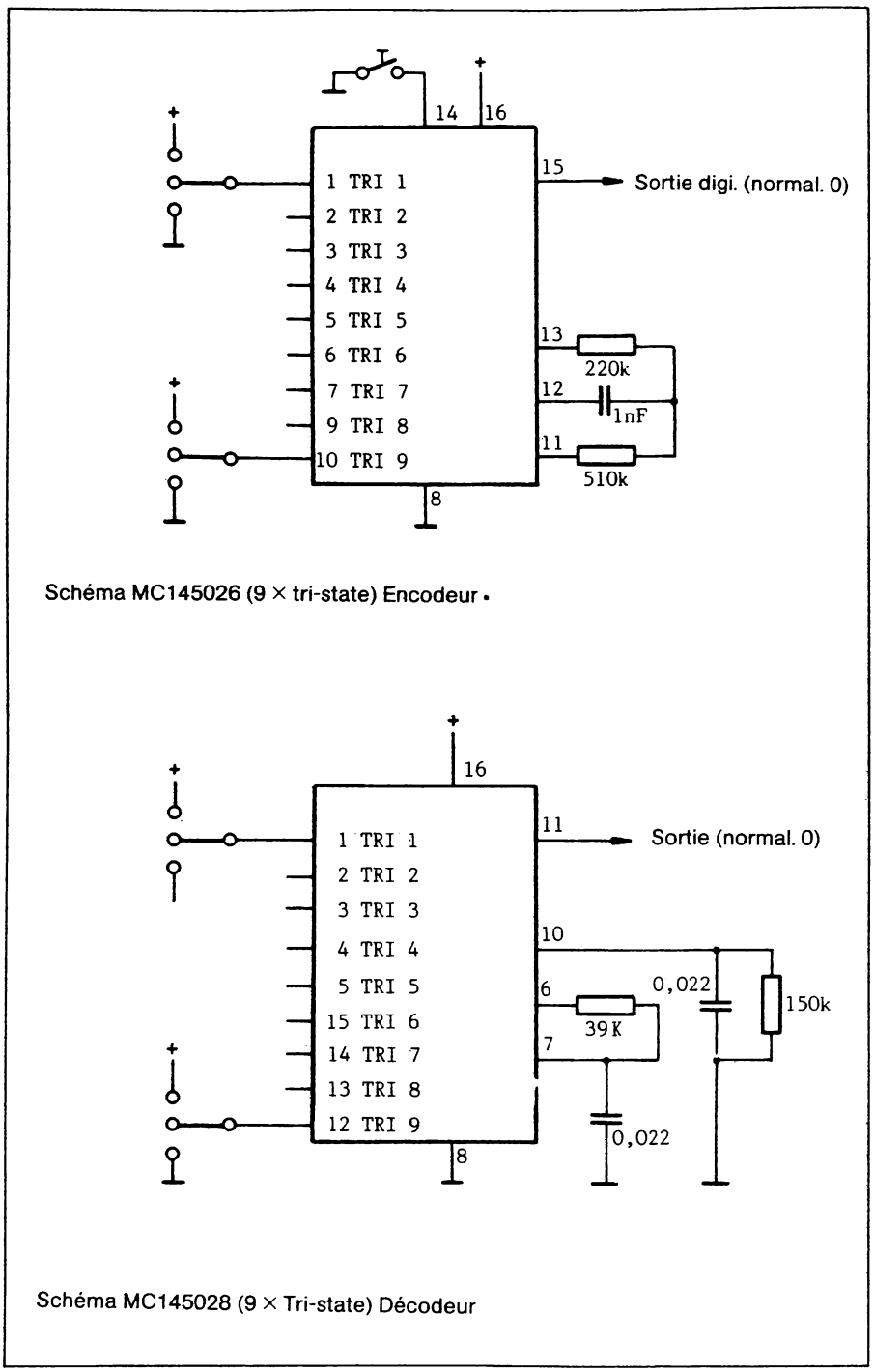


Fig. 6 : Branchement encodeur/décodeur

9.2 Télécommande universelle (27/40 MHz)

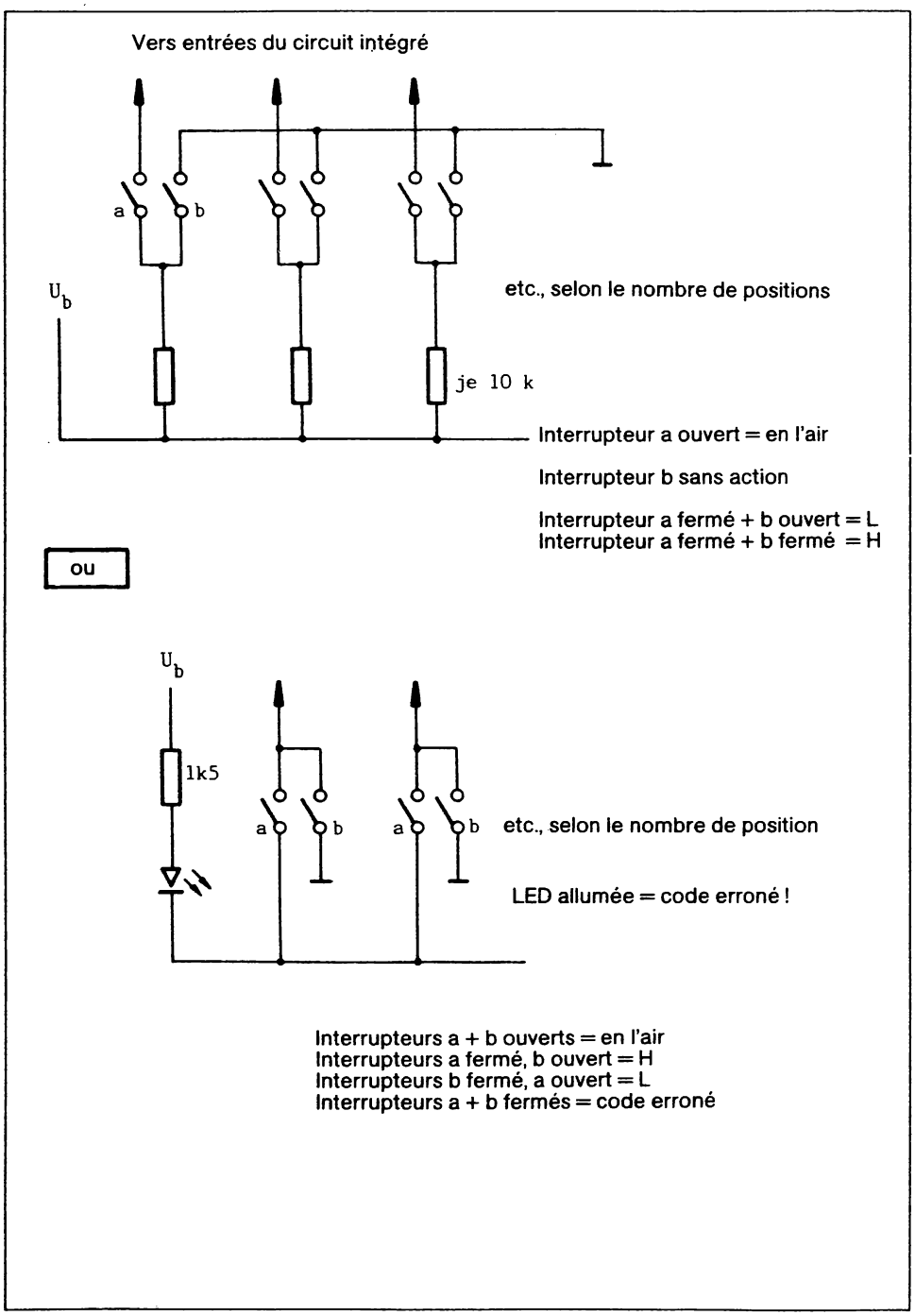

Vers entrées du circuit intégré
a
b
U_b
etc., selon le nombre de positions
je 10 k
Interrupteur a ouvert = en l'air
Interrupteur b sans action
Interrupteur a fermé + b ouvert = L
Interrupteur a fermé + b fermé = H
ou
U_b
1k5
a
b
a
b
etc., selon le nombre de position
LED allumée = code erroné !
Interrupteurs a + b ouverts = en l'air
Interrupteurs a fermé, b ouvert = H
Interrupteurs b fermé, a ouvert = L
Interrupteurs a + b fermés = code erroné

Fig. 7 : Programmation du code Tri-State par des interrupteurs DIP

5/12.1

Circuit de protection des haut-parleurs

Un défaut dans un amplificateur BF peut amener des conséquences désastreuses à la sortie de l'amplificateur. Les étages de sortie ou drivers sont la cause des défauts les plus fréquents, et provoquent assez souvent la "mort" des haut-parleurs. Lorsqu'il y a un défaut, très généralement la totalité de la tension d'alimentation est appliquée à la bobine du haut-parleur. La membrane est alors poussée en butée. Un courant très élevé circule, ce qui entraîne une élévation extrême de température dans la bobine mobile. Les haut-parleurs ne résistent que quelques secondes à de telles contraintes. Si elles doivent donc durer, à cause d'un défaut de l'amplificateur, il ne reste souvent qu'une masse calcinée de ce qui avait été la bobine mobile et son support. Quelques appareils de haut de gamme comportent un circuit de protection qui coupe automatiquement les haut-parleurs lorsqu'il y a un défaut. Le présent montage est destiné à permettre à ceux qui ne disposent pas d'un amplificateur avec circuit de protection incorporé de sauvegarder néanmoins leurs haut-parleurs.

Principe de fonctionnement

Pour que la tension du signal soit utilisable dans ce montage, il faut qu'elle soit redressée. Ce qui est effectué par le pont de redressement bi-alternances formé des diodes D1 à D4. La sensibilité est déterminée par le condensateur C1, la résistance R1 et le potentiomètre RV1. Pour les signaux à fréquences élevées, le condensateur C1 présente une impédance relativement faible. De sorte que le pont n'est chargé que par R1. Mais si la fréquence diminue ou tombe à zéro, l'impédance de C1 croît, ainsi que la sensibilité du montage.

La tension (tension du signal du redresseur en pont) est ensuite lissée par le condensateur C2 et la résistance R2 pour être appliquée au trigger de Schmitt.

Le trigger de Schmitt est composé du circuit intégré et des résistances R3 et R4. Ce réseau réagit aux tensions qui sont plus élevées que la valeur de consigne. Si cette dernière venait à être dépassée, la sortie présente un potentiel positif et le condensateur C3 se charge. La diode D5 évite que le condensateur C3 se décharge par la suite, lorsque la tension redevient négative. Ce condensateur ne peut être déchargé qu'à travers la résistance R5, ce qui demande environ deux secondes. Deux autres étages du circuit intégré (qui est un inverseur sextuple) commandent le transistor T1 qui commande lui-même le relais R11. La diode D6 sert à la protection du transistor contre les surtensions qui pourraient être provoquées par la self-induction de la bobine d'excitation du relais.

Conseils de montage

Le respect de la polarité des semiconducteurs est important. Si le circuit de protection doit être monté dans un coffret, on placera le potentiomètre stéréophonique sur la

face avant. C'est lui qui permet d'ajuster la sensibilité du montage.

Au dos du coffret, on disposera les prises pour l'amplificateur et les enceintes acoustiques. Le plan d'implantation montre le branchement à effectuer.

Conseils d'utilisation

Lorsqu'un système d'enceintes acoustiques est saturé, cela s'entend généralement. Ajustez donc la commande de sensibilité de telle sorte que le circuit réagisse avant l'apparition de la distorsion. On effectuera ce réglage de préférence lors de l'audition d'un morceau qui présente un niveau sonore relativement constant et régulier.

Le fonctionnement du circuit de protection est facile à vérifier : on règle la commande de sensibilité au minimum, tout en augmentant progressivement le volume. Lorsque la puissance atteint la valeur de réglage du circuit de protection, les haut-parleurs doivent être automatiquement mis hors-circuit. Lorsqu'on fait progressivement baisser le niveau, les haut-parleurs doivent se remettre en fonctionnement au bout de deux secondes.

Une fois que la sensibilité est correctement réglée, on peut écouter sa musique favorite en toute tranquillité, certain qu'en cas de défaut dans l'amplificateur, les enceintes acoustiques seront protégées.

Liste des composants

Résistances	1/4 W
R1, 101	15 kΩ
R2, 102	100 kΩ
R3, 103	220 kΩ
R4, 104	1 MΩ
R5, 105	10 MΩ
Potentiomètre	
RV1, 101	100 kΩ lin. stéréo
Condensateurs	25 volts
c1, 101	470 nF, multicouches
C2, 102	10 µF, chimique
C3, 103	220 nF, multicouches
C4, 104	100 µF, chimique

Semiconducteurs	
T1, 101	BD139
D1 à D4, D101 à D104	1N4004
D5, 105, D6, 106	1N914
IC1, 101	4040, inverseur sextuple
Divers	
R11, 101	Relais Siemens n° V27027-A2-A101
Circuit imprimé	90 × 150 mm
Support de CI	16 broches
Prises pour enceintes	
Coffret	env. 175 × 120 × 55 mm
Bouton pour potentiomètre	

12.1 Circuit de protection des haut-parleurs

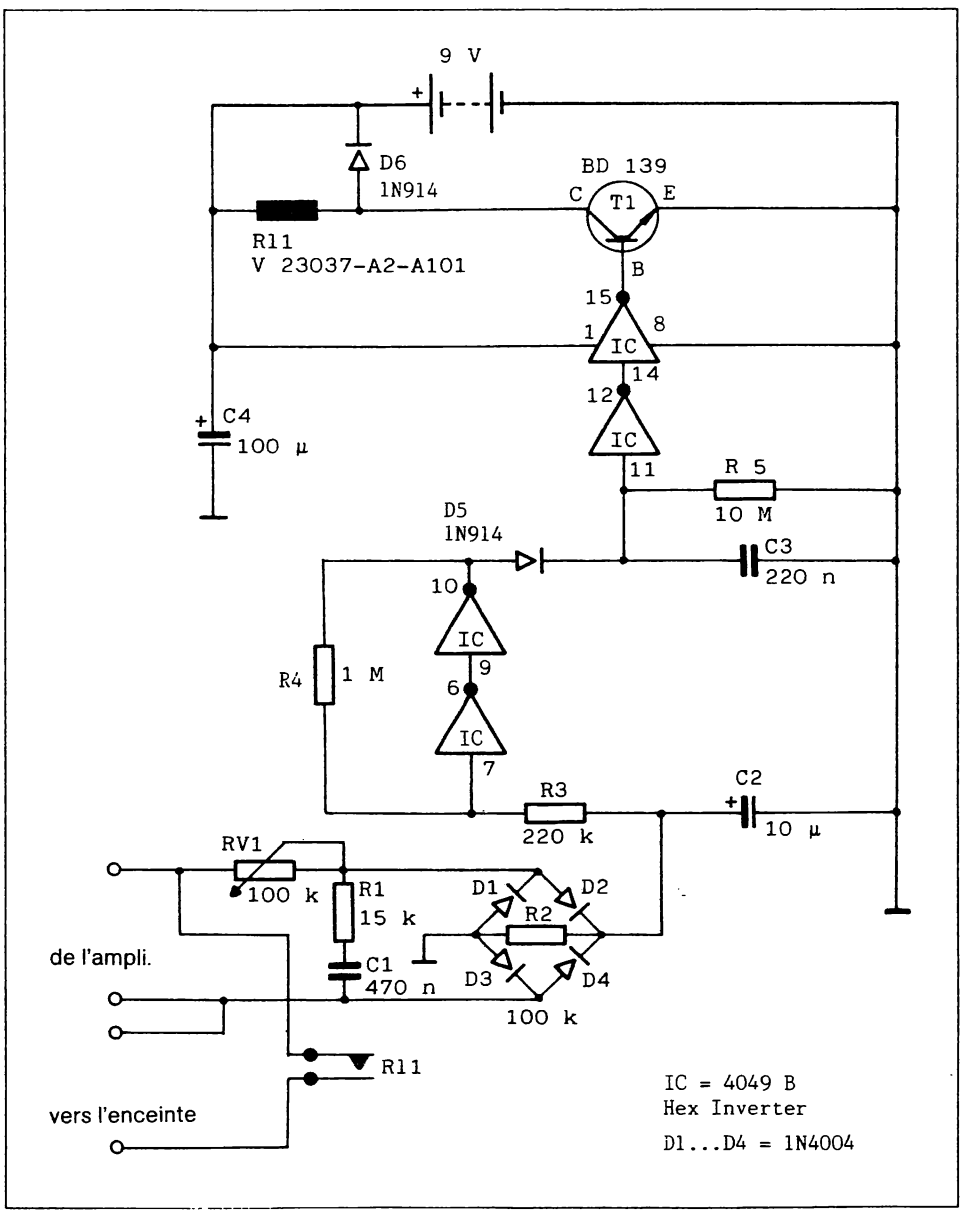


Fig. 1 : Schéma (d'un seul canal)

12.1 Circuit de protection des haut-parleurs

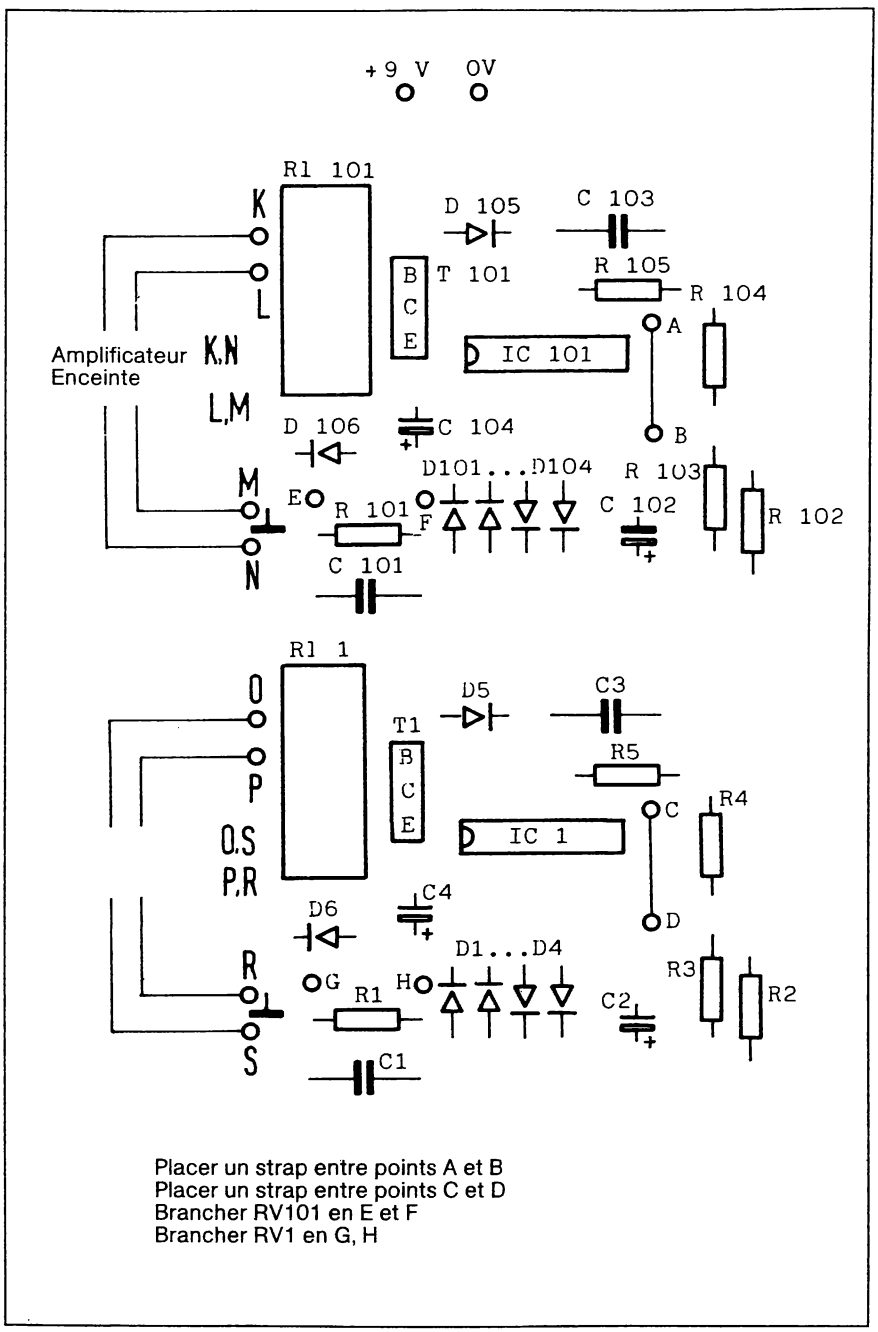


Fig. 3 : Plan d'implantation

12.1 Circuit de protection des haut-parleurs

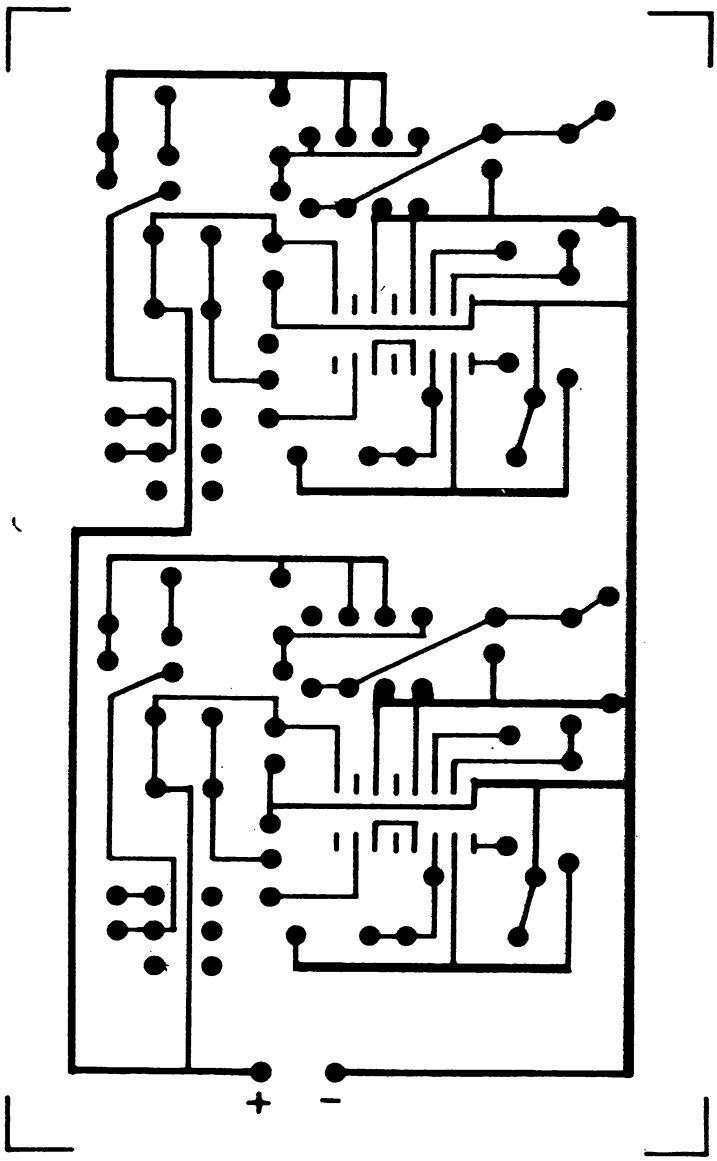


Fig. 2 : Circuit imprimé

5/12.2
Enceintes pour haut-parleurs, de 50 et 130 l.

Avec un peu d'habileté manuelle, il est aisé de réaliser soi-même des coffrets pour enceintes sonores. L'intérêt d'une telle construction ne réside pas seulement dans le plaisir du travail et l'économie qui en résulte, mais aussi dans la connaissance du fonctionnement des différents composants, les uns avec les autres. Une enceinte sonore est un matériel qui met en œuvre des composants mécaniques et électroniques. La construction décrite ici concerne en premier lieu la partie mécanique, c'est-à-dire le coffret. L'on peut également, si l'on veut, calculer et réaliser soi-même le répartiteur de fréquences ; il est fourni des indications dans ce but. Les haut-parleurs sont achetés à l'unité ou par jeu. Il est important pour obtenir un bon résultat de choisir des composants sûrs et éprouvés.

Cet article donne les instructions de montage de deux enceintes dont les constructions sont très similaires, mais dont les volumes sont respectivement de 50 litres et de 150 litres. Les deux modèles sont des enceintes "passives", c'est-à-dire que dans le boîtier des haut-parleurs, les signaux acoustiques ne sont pas modifiés et qu'aucune amplification n'est effectuée, contrairement à ce qui a lieu dans les enceintes actives. Les enceintes passives n'en sont pas moins intéressantes pour cela. Les enceintes que nous proposons ici ont un fonctionnement de toute première qualité, convenant à de bonnes chaînes stéréophoniques.

Lors de la réalisation, il faut prêter une attention particulière aux points suivants :
1. Dans la construction, n'employer que des bois contreplaqués ou stratifiés, tout autre matériau entraînant une baisse de qualité, les caractéristiques de consistance du bois étant essentielles pour étouffer les vibrations et résonnances.
2. Préparez les joints et arêtes avec le plus grand soin. De petits défauts dans l'assemblage réduisent les qualités acoustiques de l'enceinte. Pour l'assemblage, n'employer que de la colle forte à bois, à grande adhérence qui assure une rigidité sans fissure. Les colles pour maquettes ou les colles à base synthétiques sont recommandées.
3. Ne faire fonctionner le haut-parleur que dans l'enceinte close. Sans l'amortissement du coffret, il y a un risque de détérioration du coûteux haut-parleur.

Calcul du volume de l'enceinte

La fréquence, le rendement et le volume de l'enceinte sont interdépendants et liés par la relation suivante, d'après R.H. Small [1] :

$$D = h.f_3^3.V_B$$

d'ou : $$V = \frac{D}{h.f_3^3}$$

1) R. H. Small, Closed-box loudspeaker systems, J. Audio Eng. Soc. 1972/1973

12.2 Enceintes pour haut-parleurs de 50 et 130 l.

avec :

η = rendement en %

f_3 = fréquence pour laquelle l'affaiblissement est de – 3 dB

V_B = volume effectif de l'enceinte en m^3

La constante h est fournie par l'expérience ; elle est :

$h = 10^{-9}$ pour les enceintes closes

$h = 2.10^{-9}$ pour les enceintes Bass-Reflex.

Détermination des mesures de l'enceinte

Le rapport optimal entre P, L et H est : P : L : H = 0,6 : 1 : 1,6

Isolation et amortissement des bruits

Il est indispensable de limiter au minimum les vibrations de l'enceinte par une isolation appropriée pour obtenir une reproduction sonore sans distorsion. D'après les recherches de Harwood et Mathews [1], le contreplaqué de bouleau de 9 mm d'épaisseur est celui qui convient le mieux. De bons résultats sont également obtenus avec des contreplaqués multi-plis (Multiplex) de 20 mm d'épaisseur. Les plus belles réalisations sont faites en marbre, en pierre ou en béton. Mais cela est difficile à faire. Enfin, la paroi avant de l'enceinte (paroi sonore) devra comporter un revêtement amortisseur (mousse plastique autocollante, caoutchouc). Pour éliminer les résonances (autovibrations) qui pourraient se produire dans l'enceinte, c'est à dire pour que l'influence de la tonalité propre de l'enceinte soit négative, un amortissement de la cavité interne de l'enceinte est indispensable, ce qui peut être réalisé en utilisant de la laine naturelle peignée ou des plaques d'amortissement spéciales.

1) H.D. Harwood & R. Mathews, Factors in the design of loudspeakers cabinets, BBC Research Report, 1976.

Calcul d'un répartiteur de fréquence

Exemple :

Répartiteur à deux voies (12 dB/oct), d'après Butterworth (fig. 1).

L'on a :

$$C_1 = C_2 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi \cdot f_c \cdot 2Z}$$

$$L_1 = L_2 = \frac{\sqrt{2Z}}{2\pi \cdot f_c}$$

Ce qui donne pour $Z = 4\Omega$, $f_c = 1000$ Hz :

$$C_1 = C_2 = \frac{\sqrt{2}}{4\pi \cdot f_c \cdot Z}$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{4\pi \cdot 1000\,\text{Hz} \cdot 4\Omega}$$

$$= 28\,\mu\text{F}$$

$$L_1 = L_2 = \frac{\sqrt{2Z}}{2\pi \cdot f_c}$$

$$= \frac{\sqrt{2 \cdot 4\Omega}}{2\pi \cdot 1000\,\text{Hz}}$$

$$= 0{,}9\,\text{mH}$$

Enceinte passive à 3 voies N° 1

Volume de l'enceinte close :

Le facteur de rendement valable pour le calcul avec une fréquence inférieure de 40 Hz est $\eta = 0{,}3$ % ; la formule devient alors avec cette valeur :

$$V = \frac{\eta}{h \cdot f_3^3} = \frac{0{,}3}{10^{-3} \cdot 40^3} = 0{,}046875$$

Le volume effectif de l'enceinte est donc d'environ 50 l. Les dimensions de l'enceinte, avec les rapports indiqués ci-dessus sont donc :

P/L/H = 0,6/1/1,6 : 0,6x.1x.1,6x = 50.10^3 cm^3

12.2 Enceintes pour haut-parleurs de 50 et 130 l.

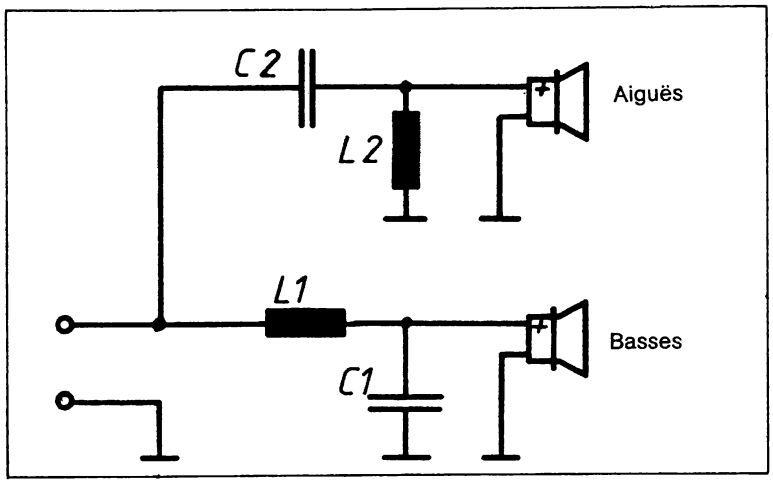


Fig. 1 : Répartiteur de fréquence

d'où x = $\sqrt[3]{52083}$ = 37,3 cm

Donc : P = 0,6 x 37,3 = 22,4 cm
L = 37,3 cm
H = 1,6 x 37,3 = 59,7 cm

A ces valeurs, il faut ajouter l'épaisseur des parois d'où :

P = 28,5 cm L = 43 cm H = 65,5 cm

Répartiteur de fréquences : par exemple : HW 3/80, 8 ohms de Visaton ou similaire, approvisionné avec les haut-parleurs. Les fréquences de coupure seront de 1200 et 6000 Hz, 12 dB/octave.

Enceinte (boîtier) :
Contreplaqué multi-plis (Multiplex) de 20 mm, extra-dur. Tasseaux de 20 x 20 mm. Carton goudronné de 9 mm.

Enceinte passive à 3 voies N°2

Donnée : rendement de 0,35 % pour une fréquence F_3 = 30 Hz.
Le même calcul que précédemment donne

Liste des composants de l'enceinte N° 1

Haut-parleur des basses (boomer) :
Impédance 8 ohms
Puissance musicale 120 W ; sinus 80 W
Gamme de fréquences : 25 - 4000 Hz
Diamètre du panier : Ø 256 mm
Diamètre de fixation : Ø 257 mm
Diamètre de l'ouverture : Ø 235 mm

Haut-parleur des médiums :
Impédance 8 ohms
130 W/90 W - 450 - 16000 Hz
Panier : Ø 135 mm
Fixation : Ø 127 mm
Diamètre de l'ouverture : Ø 100 mm

Haut-parleur d'aiguës (tweeter) :
Impédance 8 ohms
100 W/50 W
3000 - 22000 Hz
Panier : Ø 98 mm
Fixation : Ø 83 mm
Diamètre de l'ouverture : Ø 68 mm

12.2 Enceintes pour haut-parleurs de 50 et 130 l.

Liste des composants de l'enceinte N° 2

Nous mentionnons ici un ensemble de haut-parleurs et répartiteur de fréquences de marque Peerless. Des équipements de performances similaires peuvent également être employés.
Jeu de haut-parleurs Peerless Giga, type "4030", composé de :

Haut-parleur de basses (Boomer) :
Boomer Peerless type "US-150 WFX"
Puissance musicale 220 W ; sinus 160 W
Bande de fréquences : 18 - 1500 Hz
Diamètre du panier : Ø 384 mm.

Haut-parleur des médiums :
Peerless médium haute puissance "KO-40 MRF"
Puissance musicale 140 W ; sinus 100 W
Gamme de fréquences : 500 - 5000 Hz
Largeur : 122 mm ; Hauteur : 122 mm ; Profondeur : 111 mm.

Haut-parleur d'aiguës (tweeter) :
Tweeter à dôme Peerless "KO-10 HT"
Puissance musicale 140 W ; sinus 100 W
Gamme de fréquences : 1000 - 20000 Hz
Largeur : 96 mm ; Hauteur : 94 mm ; Profondeur : 66 mm.

Répartiteur de fréquences à trois voies :
Filtres à 3 voies Peerless type "3E-10"
Fréquences de coupure 500 et 4000 Hz

Enceinte :
Contreplaqué multi-plis (Multiplex), épaisseur 20 mm ; carton goudronné, épaisseur 9 mm.

un volume effectif de 150 l. environ.
Dans ces conditions, les dimensions intérieures de l'enceinte sont : P = 31 cm ; L = 51,5 cm ; H = 82,3 cm.
En ajoutant les épaisseurs des parois et du carton goudronné, l'on obtient : P = 39 cm ; L = 57 cm ; H = 88 cm. Les dimensions des parois avant et arrière sont (L) 53 cm x (H) 84 cm (Fig. 2b).
L'assemblage comporte des renforts par tasseaux de 20 x 20 mm.

Construction de l'enceinte

Il est préférable que les plaques de contreplaqué soient coupées aux dimensions voulus chez le menuisier lors de l'achat, sinon cela risque de poser des problèmes importants. Veiller particulièrement au respect des mesures indiquées.
Avant de commencer soi-même le montage de l'enceinte, il faut que la face avant soit convenablement usinée. Cet usinage comporte les ouvertures des haut-parleurs ainsi que les trous de fixation du chassis du haut-parleur (fig. 2a et 2b). Les ouvertures d'un diamètre maximal de Ø 10 cm peuvent être découpées avec une scie à guichet, celles d'un diamètre supérieur avec une scie à découper. Après que les ouvertures aient été faites à la scie aux dimensions convenables, les chants seront soigneusement polis avec une lime à bois fine afin qu'aucun éclat ou écharde ne risque d'endommager les membranes des hauts-parleurs.
Les chassis des haut-parleurs sont alors mis

12.2 Enceintes pour haut-parleurs de 50 et 130 l.

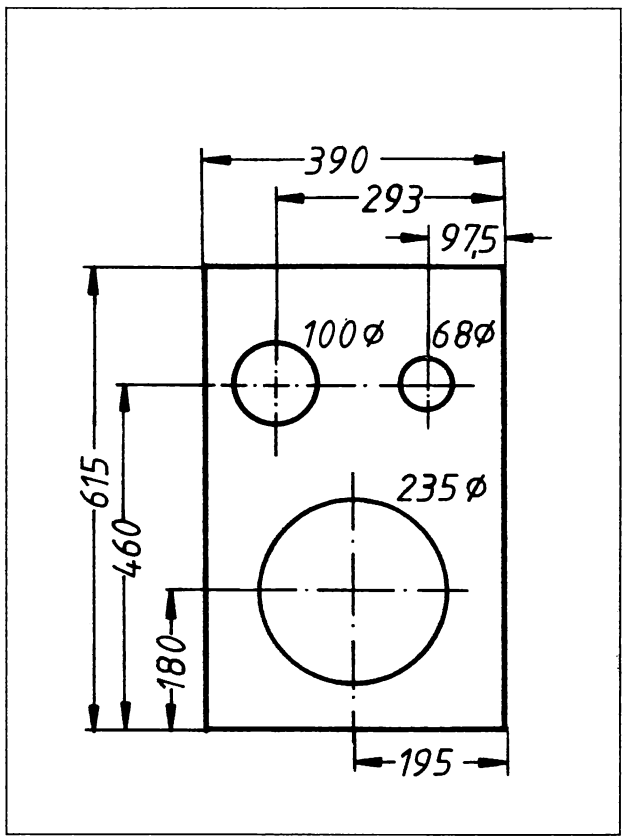


Fig. 2a : Face avant (paroi sonore) de l'enceinte N° 1

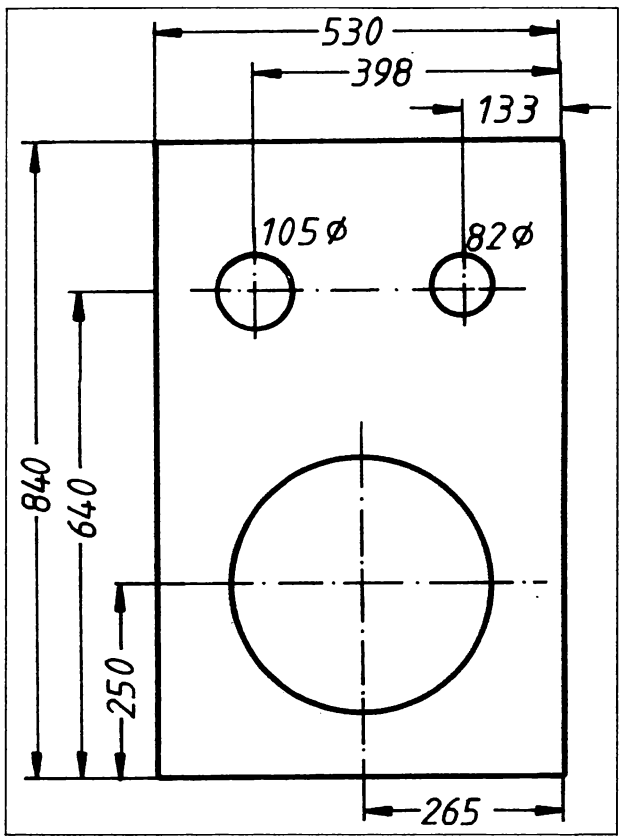


Fig. 2b : Face avant (paroi sonore) de l'enceinte N° 2

en position, les trous de fixation sont dessinés puis percés et ensuite équipés d'écrous noyés.
Il faut maintenant monter les côtés, le dessous et le dessus de l'enceinte.
L'assemblage est réalisé avec de la colle forte et des clous tête homme (la tête des clous ne doit pas sortir du bois). Pour permettre le montage des panneaux avant et arrière, des tasseaux seront disposés à l'intérieur, à une distance égale à l'épaisseur du bois (fig. 3). Il est recommandé de disposer dans les angles des entretoises collées qui renforceront l'assemblage et éviteront une déformation du boîtier en augmentant la rigidité (fig. 4).

Sur les faces intérieures du boîtier encore ouvert, coller ou clouer du carton goudronné. Installer le répartiteur de fréquences sur la paroi inférieure. Terminer le panneau avant (panneau sonore) en y collant également du carton goudronné et en y découpant les ouvertures.
Les chassis des haut-parleurs sont alors montés avec des joints souple à écrasement (Tesa-Moll, caoutchouc) sur le panneau avant et câblés au répartiteur de fréquences en prenant soin de respecter les polarités. Les câbles de connexion pourront être fixés avec le revêtement.
Le panneau arrière est également revêtu de carton goudronné, en laissant libre les bords pour permettre le montage. Ne pas oublier une ouverture pour le câble de haut-parleur. Il est recommandé de monter le panneau arrière avec des vis pour permettre d'éven-

12.2 Enceintes pour haut-parleurs de 50 et 130 l.

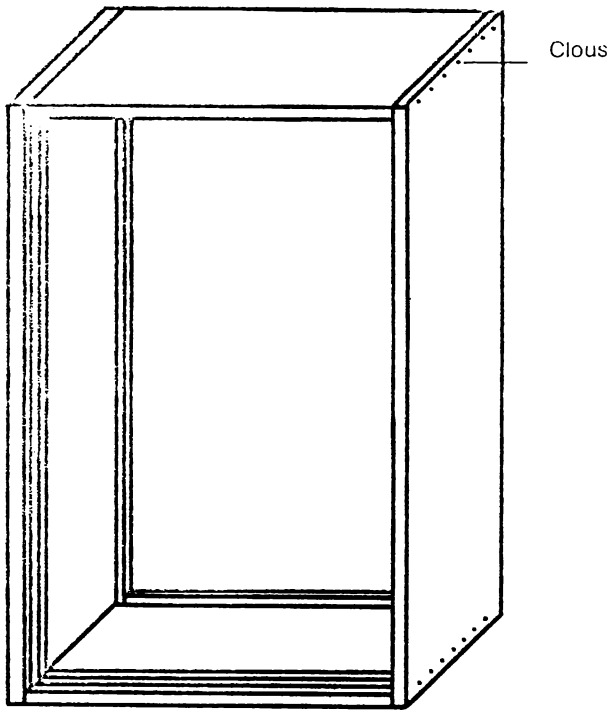


Fig. : 3 Enceinte avec les tasseaux de fixation

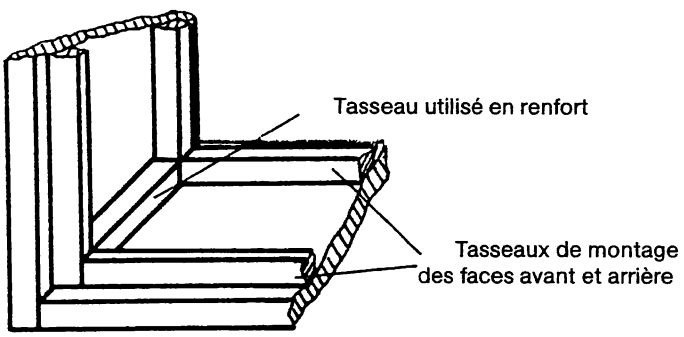


Fig. 4 : Renforcement des angles

tuelles réparations. Pour assurer l'étanchéité, un joint souple devra être prévu (mastic ou similaire). L'enceinte est alors garnie avec le matériau amortisseur. Le câble de connexion est passé par le trou du panneau arrière et bloqué avec un serre-câble. Le coffret peut alors être fermé.
Lorsque la colle est parfaitement sèche, l'on peut essayer l'enceinte. Si le test est satisfaisant, démonter les chassis des haut-parleurs et enduire tous les panneaux d'un reboucheur polyester ou similaire. Laisser parfaitement durcir puis polir soigneusement. Après avoir complètement dépoussiéré, il est possible de commencer le vernissage ou une autre finition.
Lorsque le vernis est sec, remonter les haut-parleurs.
L'enceinte est terminée.
Bonne écoute !

5/13.1
Alimentation stabilisée pour 13,5 V/20 A

De nombreux appareils OC ou FM sont prévus pour fonctionner avec les 12 ou 13 V produits par une batterie. Si on les branche sur une alimentation secteur de fabrication maison équipée d'une protection contre les surintensités, la simple mise en marche peut devenir un jeu de patience avec les appareils équipés d'un étage final à semiconducteurs, parce que le courant élevé de démarrage fait immédiatement fonctionner ce fusible. On évite ce phénomène avec le montage décrit ci-après, grâce à une protection temporisée contre les surintensités.

Le montage proprement dit, dont le schéma est donné figure 1, correspond, à

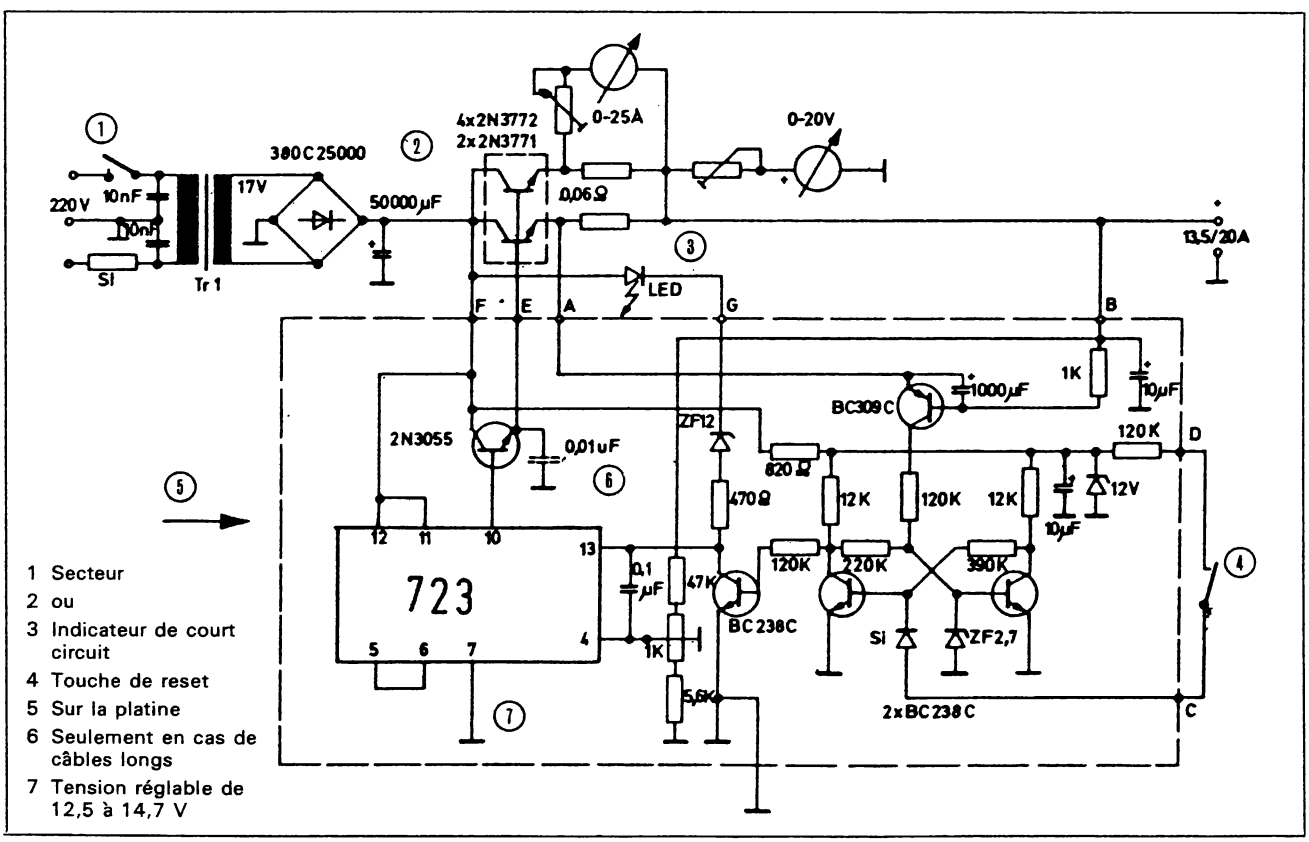


Fig. 1 : Schéma de l'alimentation

13.1 Alimentation stabilisée pour 13,5 V 20 A

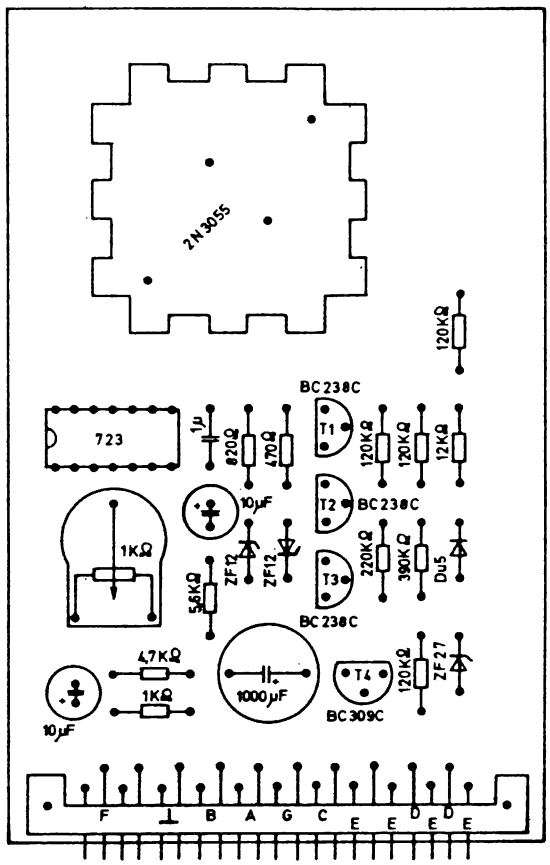


Fig. 3 : Plan d'implantation

quelques rares détails près, à celui des alimentations courantes. Mais voici quelques indications sur son fonctionnement :

1. Protection contre les surcharges : avec un courant permanent d'environ 20 A, la régulation s'arrête après 2 s.
2. Des courants d'établissement supérieurs à 20 A mais durant moins d'une demi-seconde ne provoquent pas la coupure de la tension de sortie.
3. Une coupure par déclenchement est indiquée par une LED et peut être supprimée par la touche de reset reliée aux points C et D du schéma.
4. Le déclenchement temporisé permet de travailler sans problèmes avec l'alimentation. Après déclenchement, il n'y a plus de tension aux bornes de sortie. La temporisation de 2 s est un compromis pour lequel il n'y a généralement pas de destruction d'un appareil utilisateur.
5. Dans la mesure où le transformateur utilisé fournit une seconde tension, plus élevée, on peut y relier le collecteur du transformateur driver 2N3055 et le circuit intégré régulateur (broches 11 et 12). On évite ainsi le ronflement de la tension de sortie en cas de forte charge.

Construction

La partie entourée d'un trait interrompu sur le schéma comprend tous les composants montés sur le circuit imprimé (tracé en figure 2, plan d'implantation en figure 3). Il faut en plus le transformateur Trl (qui doit fournir au moins 17 V et admettre le courant souhaité), un redresseur de caractéristiques adéquates, un condensateur chimique de charge et les transistors externes de puissance. Ils doivent être montés sur des radiateurs de dimensionnement suffisant. Les résistances série des appareils de mesure seront dimensionnées selon les appareils utilisés, en fonction de leur résistance interne et selon les formules bien connues. Sur la face avant on montera les appareils de mesure de tension et de courant, la LED d'indication de surintensité, l'interrupteur marche-arrêt et la touche de reset. Le trimmer de réglage de la tension de sortie se trouve sur le circuit imprimé pour éviter tout déréglage accidentel pendant le fonctionnement.

13.1 Alimentation stabilisée pour 13,5 V 20 A

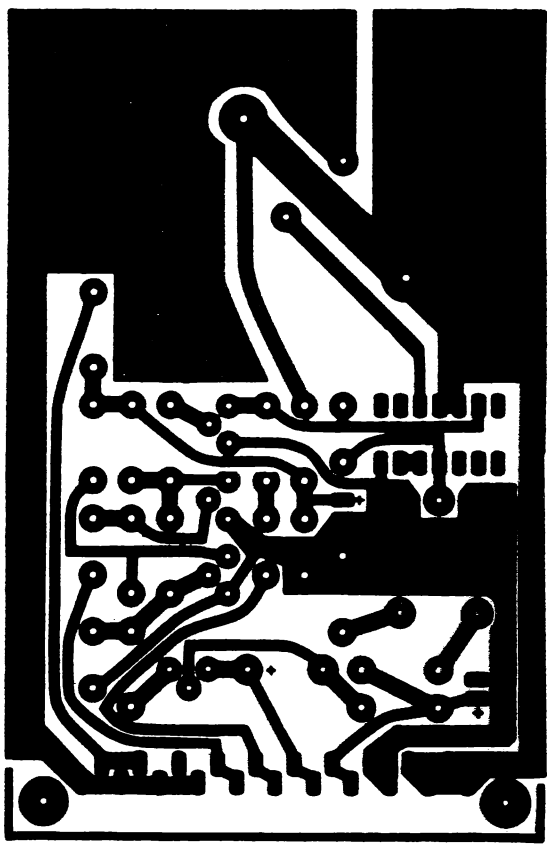


Fig. 2 : Circuit imprimé (1 : 1)

5/13.3

Alimentation réglable double 2 × 0 ... 20 V

Cette alimentation comporte deux circuits identiques qui fournissent indépendamment l'un de l'autre une tension continue réglable de 0 à 20 V CC. Les deux circuits sont isolés galvaniquement l'un de l'autre afin de permettre une connexion en série ou en cascade. Un dispositif limiteur de courant les protège en cas de court-circuit ou de surchage. Un transformateur abaisseur de tension relié au secteur fournit 2 × 24 V sur deux enroulements séparés.

Les deux tensions 24 V alternatives sont redressées puis appliquées à un transistor de puissance monté en régulateur série. La régulation est assurée par un circuit intégré type μA 723. Etant donné que la valeur de la tension régulée par le circuit intégré est de 3 V, il est nécessaire d'adapter par un circuit externe la tension de sortie du transistor afin de la ramener dans la gamme 0 – 3 V, vers le μA 723.

La tension interne du générateur de référence est utilisée pour la régulation du courant de sortie. Le courant peut varier entre 2 mA et 3 A. Il faut prendre garde que la tension de retour pour la régulation (curseur du potentiomètre de 10 kohms) est prise directement au niveau de la sortie de l'alimentation. Ainsi la chute de tension à travers l'ampérimètre ne pertube pas la régulation.

Si le seuil de courant est tout à fait réduit, il est possible que par suite d'une relativement faible résistance du voltmètre (à fer tournant), la tension s'effondre. Un instrument à bobine mobile est préférable du point de vue précision, si un appareil à affichage digital n'est pas utilisé.

En cas de court-circuit, la puissance dissipée par le transistor de régulation série est très élevé (env. 100 W). Pour pouvoir supporter un court-circuit d'une certaine durée, il devra être monté sur un dissipateur thermique 1° K/W. Le transistor pilote (driver) est monté sur un radiateur tubulaire de 10° K/W.

Pour assurer l'isolation galvanique entre les circuits, il est important qu'aucune partie d'un des circuits ne vienne en contact avec l'autre circuit, qui ne doivent pas être reliés au boîtier.

13.3 Alimentation réglable double 2 × 0 ... 20 V

Liste des composants

Semi-conducteurs	
1N5401	8
ou B40C5000	2
2N3055	2
μA723	2
BD140	2
Résistances	
4,7 kΩ	2
1,5 kΩ	
220 Ω	4
68 Ω	4
680 Ω	2
330 Ω	2
0,22 Ω	2
Potentiomètres	
10 kΩ	2
470 kΩ	2
Condensateurs	
4700 μF/36 V	2
470 pF	2
2,2, μF	2
Divers	
Transformateur 2 × 24 V, 3 A	1
Support fusible	1
Fusible	1
Voyant secteur	1
Bornes de connexion rouge/noire	2/2
Boîtier Teko 484	1
Câble secteur	1
Interrupteur secteur	1
Boutons de commande	4
Cabochons	4
Equerres de montage	10
Rondelles en mica pour TO3	2
Entretoise isolante	4
Vis et écrous M3	
Radiateur 158 × 66 mm	2
Ampèremètre 0 — 3 A	2
Voltmètre 0 - 30 V	2

13.3 Alimentation réglable double 2 × 20 ... 20 V

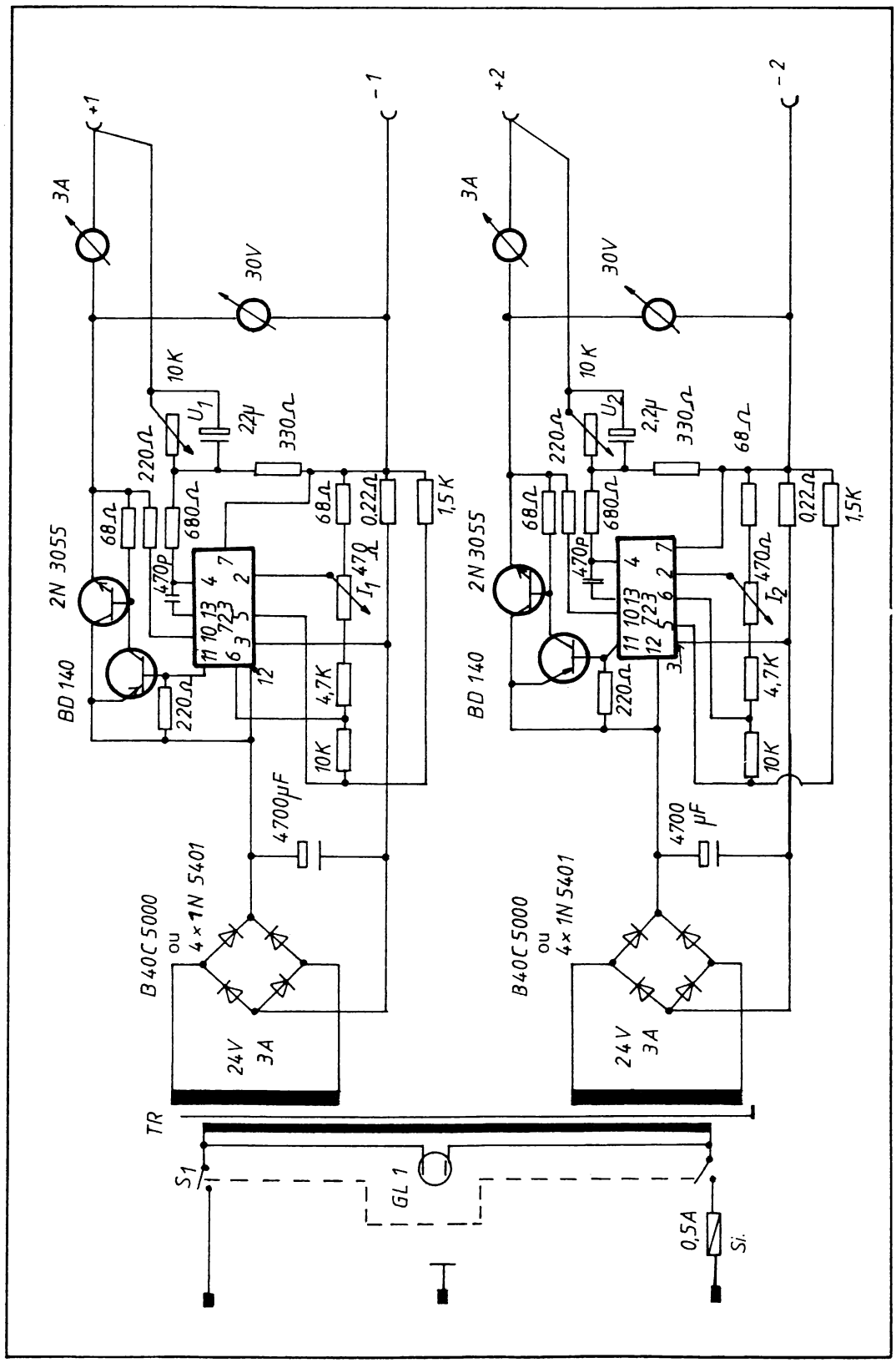


Fig. 1 : Schéma de principe

13.3 Alimentation réglable double 2 × 20 ... 20 V

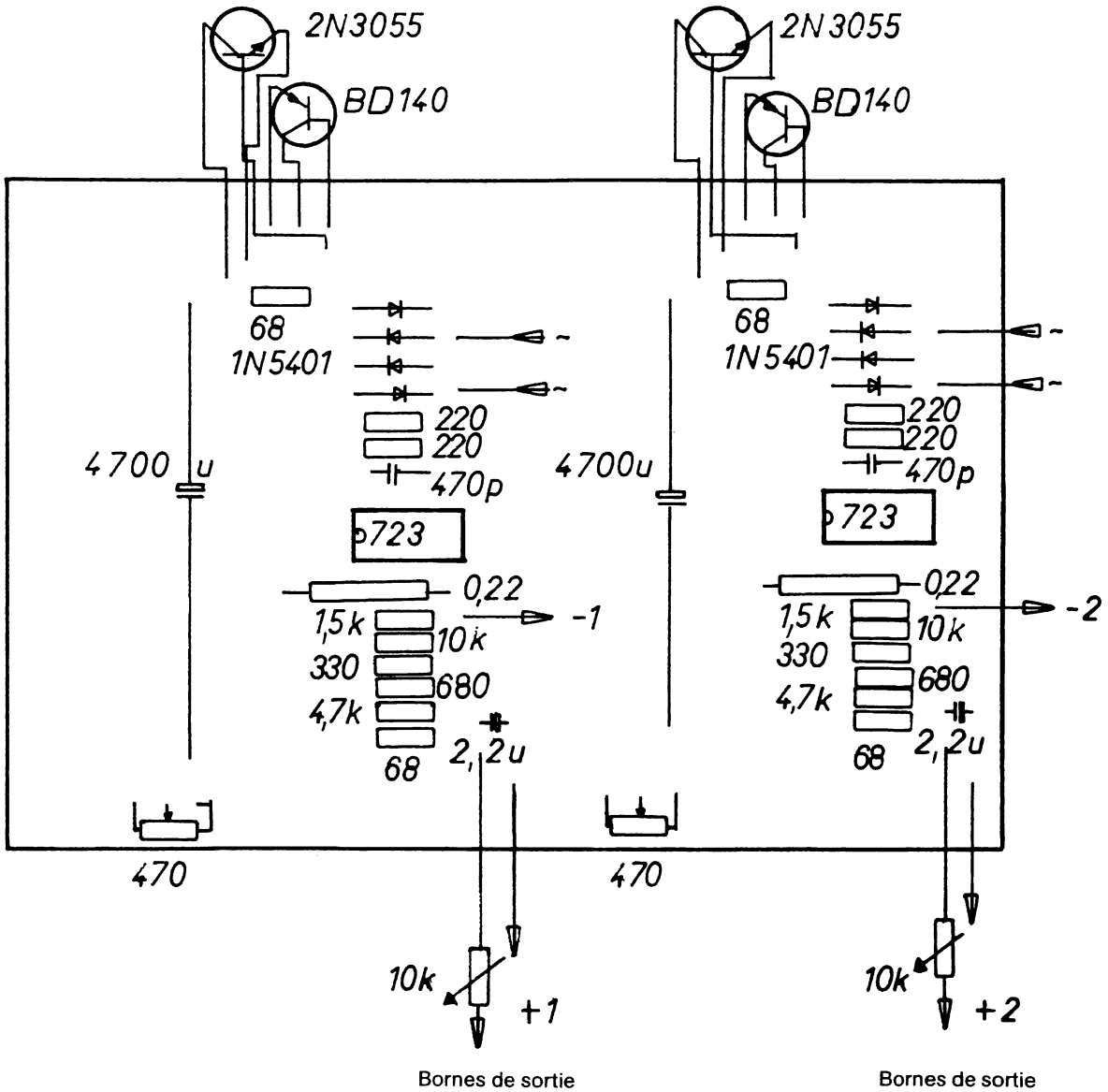


Fig. 2 : Plan d'implantation

13.3 Alimentation réglable double 2 × 0 ... 20 V

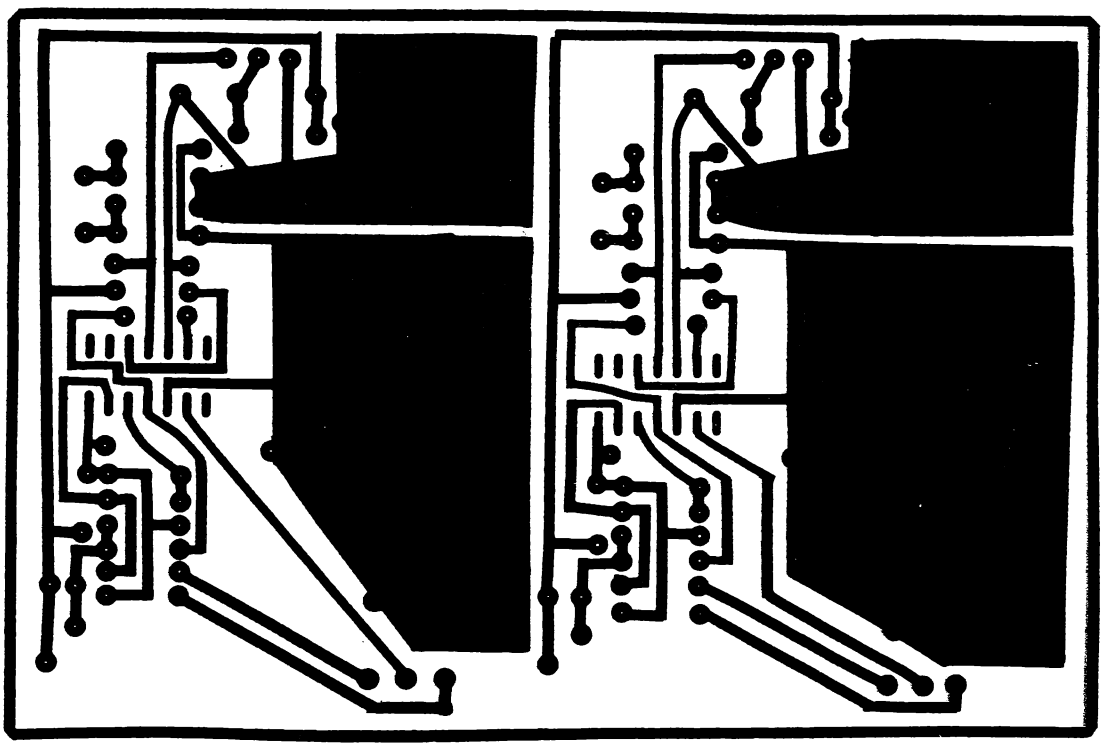


Fig. 3 : Circuit imprimé

5/13.4

Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

Les circuits d'alimentation permettant la transformation de tension en courant continu (convertisseur CC/CC) des premières générations utilisaient le plus souvent des éléments en montage série qui absorbaient une part non négligeable de la tension. Remarquons que nous employons ici l'appellation « transformation CC/CC » par abus de langage car il est bien évident qu'un transformateur normal ne doit jamais être connecté à une source de courant continu, sous peine de détérioration irrémédiable.

Un montage série pour la régulation de tension a un effet d'abaissement du rendement. Les systèmes d'alimentation à découpage dont l'usage se répand de plus en plus, même pour de faibles puissances, améliore très sensiblement le rendement, tout en nécessitant moins de place. La moindre dissipation a également pour conséquence de réduire l'échauffement dans le boîtier de l'électronique, ce qui est particulièrement important avec des systèmes à microprocesseurs.

Le circuit convertisseur CC/CC qui est présenté ici fonctionne en modulation de largeur d'impulsions, à une fréquence de commutation d'environ 20 kHz. Il permet, avec un nombre réduit de composants, d'avoir une plage de tension d'entrée très large (9 à 30 V) pour des tensions et courants de sortie de + 5 V/12 A, + 15 V/1,5 A et − 15 V/1,5 A.

Généralités sur les alimentations à découpage

Les alimentations continues employant des circuits de régulation à découpage ont, par rapport aux alimentations à montage série, un avantage notable : le rendement peut atteindre 80 % : à cela s'ajoute un poids plus faible, de l'ordre de 1/5 de celui des circuits antérieurs avec en même temps un encombrement plus réduit. L'inconvénient des circuits à découpage est la nécessité de filtrer et de blinder soigneusement l'entrée et la ou les sorties. En outre, le taux d'ondulations résiduelles est d'environ dix fois

Tensions	Courants	Tolérances	Tensions de bruit
+ 5 V	12 A	≤ 0,1 V	≤ 100 mV
+ 15 V	1,5 A	≤ 0,2 V	≤ 250 mV
− 15 V	1,5 A	≤ 0,2 V	≤ 250 mV

Circuit convertisseur pour tension de sortie de 5 V

supérieur à celui des circuits à montage série.

Le circuit décrit ci-après a les caractéristiques techniques suivantes : Le rendement global entre la puissance fournie au secondaire, c'est-à-dire en sortie et la puissance d'entrée est compris entre 72 et 78 %. Le rendement optimal est obtenu pour une tension d'entrée de 16 V.

Gamme de tension d'entrée : de 9 V à 30 V, ou de 11 V à 30 V avec prise en compte du circuit de protection à manque de tension (Power-Fail).

Circuit convertisseur pour tension de sortie de 5 V

La figure 1 montre le schéma de principe du circuit pour + 5 V, conçu selon la méthode d'asservissement à boucle de retour dissymétrique. La partie principale du circuit est constituée par le circuit intégré modulateur de largeur d'impulsions SG 3524 I de Silicon General. Il comporte un oscillateur dont la fréquence peut être réglée par un réseau R-C externe jusqu'à 100 kHz. La fréquence d'oscillation est donnée par la formule $t = R_T . C_T$. La tension en dents de scie fournie en sortie du condensateur de la base de temps est appliquée à l'entrée non inversée d'un comparateur.

La tension provenant de l'amplificateur d'erreur et du circuit de limitation de courant est appliquée à l'entrée inversée du comparateur ; le seuil du comparateur est ainsi réglé modifiant en sortie la largeur des impulsions. Le signal obtenu ainsi en sortie du comparateur est appliqué en montage push-pull, c'est-à-dire en bascule, à un étage OU logique, lequel à son tour pilote en push-pull les deux transistors de sortie. La connexion en parallèle des étages de sortie permet ainsi d'obtenir une modulation de la largeur des impulsions, dans une gamme d'utilisation de 0 à 90 %.

Les transistors de sortie du circuit intégré pilotent un transistor PNP qui à son tour

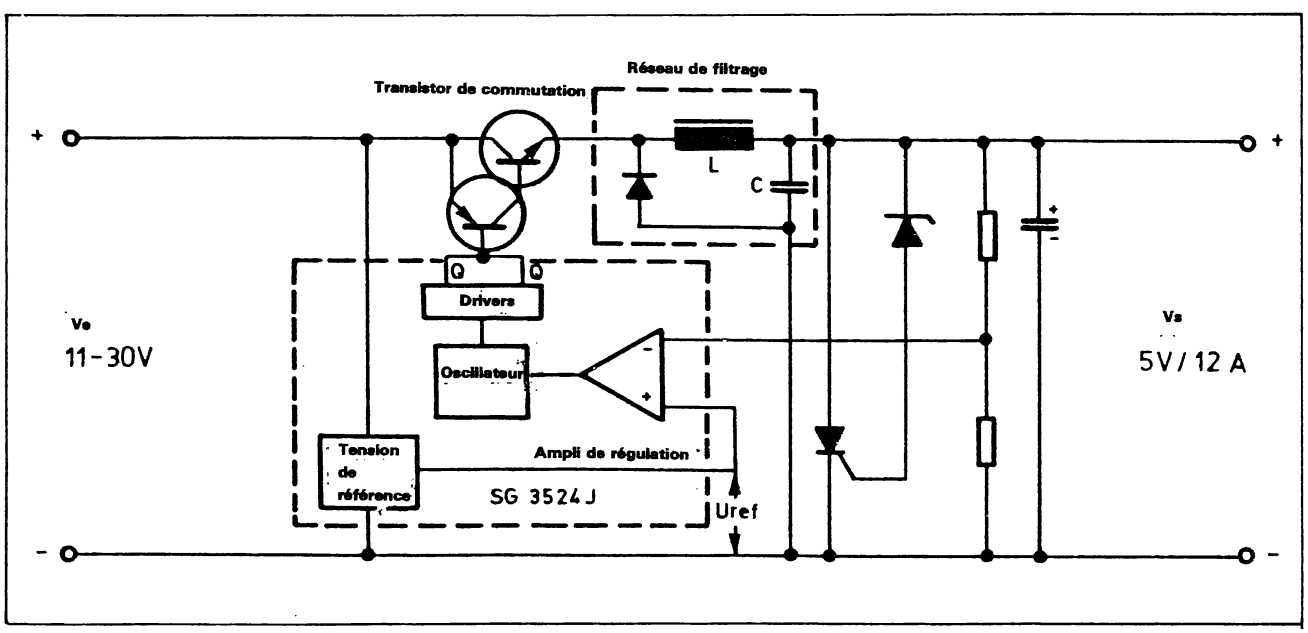


Fig. 1 : Schéma de principe du circuit fournissant une tension de + 5 V

commande le transistor NPN du dernier étage de sortie. Le montage ici utilisé est le classique Darlington, avec deux transistors séparés. Alors qu'avec un circuit transistor Darlington unique, la valeur $V_{CE\ sat}$ est supérieure à 1 V, dans cette disposition, la valeur de $V_{CE\ sat}$ est inférieure à 0,2 V. La chute de tension et donc les pertes de puissance dans l'étage de sortie sont réduites. Une induction mutuelle supplémentaire entre base et émetteur des transistors de sortie engendre une évacuation plus rapide des porteurs de charge et assure une commutation accélérée des transistors. Lorsque les transistors deviennent passant, une tension d'entrée est appliquée au filtre L-C et le courant dans la self réservoir est en dent de scie. Quand le transistor est coupé, l'énergie accumulée dans la self réservoir par le courant circulera à travers la diode de sortie V 11. L'entrée du filtre LC revient alors à OV et le courant en L2 reprend sa valeur antérieure; le cycle recommence à nouveau répétitivement.

La tension de référence + 5 V engendrée par le circuit intégré est divisée par deux ($1/2\ V_{ref}$) par un pont de résistances et appliquée à l'entrée non inversée de l'amplificateur de la régulation. L'entrée inversée est reliée à une fraction de la tension de sortie (1/2 Vs). Une variation de la puissance consommée va engendrer une variation concommitante de la tension de sortie, laquelle appliquée à l'entrée de l'amplificateur du régulateur entraînera une modification de largeur des impulsions de façon à maintenir constante la tension de sortie.

La formule ci-dessous permet de calculer la tension de sortie :

$$U_S = \frac{Vref/2\ .\ (R1 + R2)}{R1}$$

La partie suivante du circuit électronique comporte une protection contre les surtensions qui met en œuvre un système à thyristor. Une diode Zener est placée dans le circuit de gachette du thyristor et le déclenche dès que la tension dépasse la tension Zener, mettant ainsi la sortie en court-circuit.

La limite dynamique de courant s'exprime par une différence de tension d'environ + 0,2 V par rapport à la masse. Cela signifie que la résistance de limite de courant doit être insérée dans la ligne de masse, ce qui implique donc qu'il n'est pas possible de relier les masses d'entrée et de sortie. Cela crée de nombreux problèmes, en particulier avec le second circuit de transformation CC/CC décrit. Pour pallier cette difficulté, il faut monter un second amplificateur opérationnel qui permet de disposer la résistance de limite de courant dans la ligne positive. Cette méthode permet d'obtenir une limite de courant plus précise.

Circuit convertisseur pour tensions de sortie de + et − 15 V

La figure 2 indique le schéma de principe du circuit de transformation pour l'obtention de tension de sortie de + et − 15, lequel emploie également le circuit intégré SG 3541 I. Le circuit comporte un transformateur monté en push-pull, selon une disposition classique pour les transformateurs CC/CC. Chaque transistor de sortie travaille selon un cycle variable de 0 à 45 %.

L'étage de sortie utilise des transistors à effet de champ VMOS ; deux circuits intégrés CD 4049, drivers CMOS comportant chacun six drivers sont employés ici, les six drivers étant connectés en parallèle, pour la commande de l'étage de sortie. Il est en effet important pour obtenir une décharge rapide des capacités de « gate » de disposer de courant plus élevé. Ce circuit de commande permet d'obtenir un temps de

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

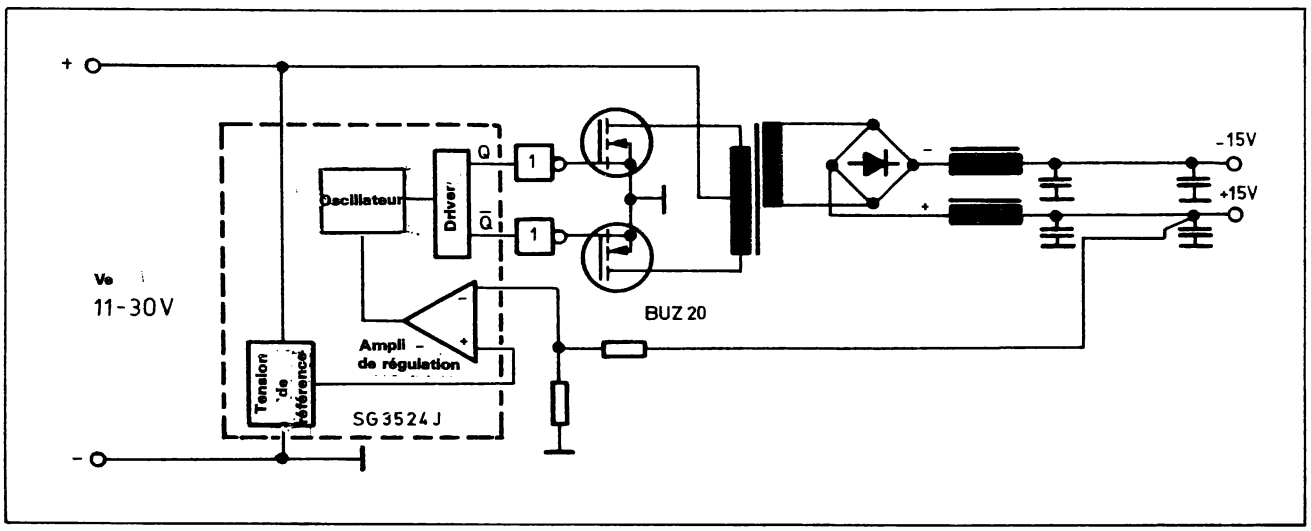


Fig. 2 : Schéma du principe du circuit fournissant des tensions de ± 5 V

commutation des transistors inférieur à 100 nsec., améliorant ainsi le rendement.

La tension de sortie est divisée par le pont de résistances R 58/61 et 57 pour obtenir 2,5 V à partir de 15 V et appliquée à l'entrée inversée de l'amplificateur de régulation. La référence de tension interne est également divisée par deux par le réseau R53, R54 et appliquée à l'entrée non inversée de l'amplificateur de régulation. Lors d'une variation de puissance consommée, le régulateur modifiera la largeur des impulsions de façon à maintenir constante la tension de sortie.

Etant donné que la boucle d'asservissement ne comprend que la tension + 15 V, la régulation de tension pour des charges différentes en + et − 15 V ne fonctionnera pas de façon satisfaisante. Il est donc nécessaire de construire ce que l'on nomme une « charge dynamique », permettant de comparer les tensions ± 15 V. Pratiquement, ce circuit trouvera sa place sur la plaque du circuit imprimé de l'alimentation + 5 V. Les deux tensions + et − 15 V sont appliquées à travers les résistances R5 et R6 réciproquement à l'entrée + de l'amplificateur opérationnel D1 ; cela constitue un point nodal, dont la valeur normale est O V si les tensions sont bien équilibrées. Si par exemple, la charge de la tension + 15 V augmente davantage que la charge de la tension − 15 V, la régulation provoque l'accroissement de la valeur absolue du − 15 V qui n'est pas dans la boucle d'asservissement et qui, en conséquence devient plus négatif. Le point nodal devient également négatif, ce qui provoque en sortie de l'amplificateur opérationnel D1 une tension de sortie qui commande le transistor V2, lequel devient passant et charge le circuit − 15 V à travers la résistance R2, rétablissant l'équilibre des charges entre les deux tensions et maintenant la tension − 15 V constante.

La fonction suivante de limitation de courant est semblable à celle du circuit d'alimentation + 5 V, la résistance de limitation de courant étant ici dans la ligne de masse.

Le convertisseur CC/CC comporte également un circuit de protection à manque de

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

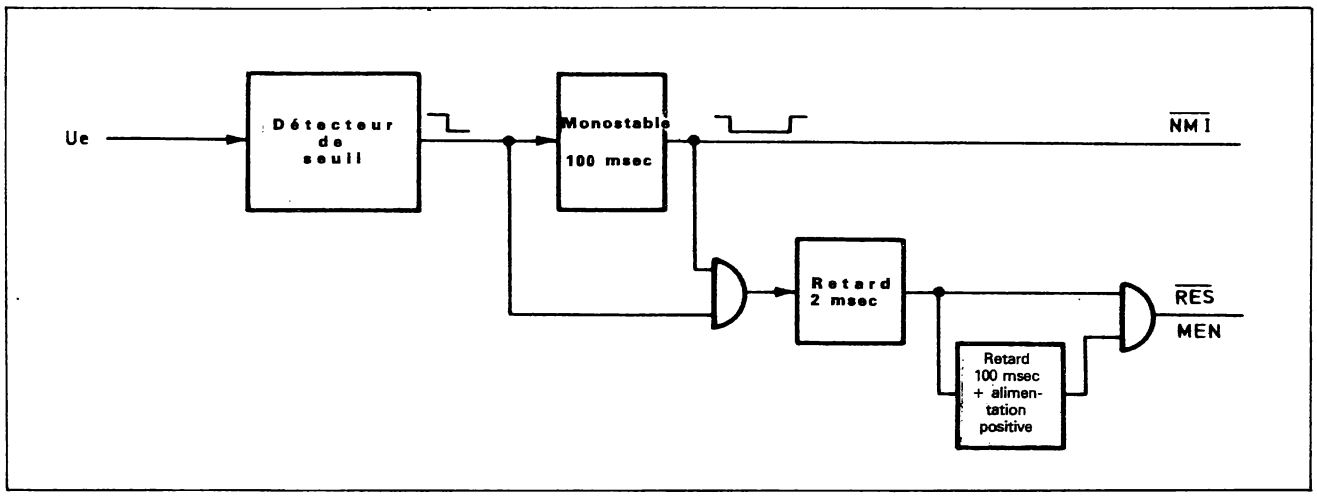


Fig. 3: Schéma de principe du circuit « Power Fail »

tension (Power Fail) qui fournit au microprocesseur un signal en cas de chute de tension ou coupure.

Fonctionnement du circuit de protection à manque de courant

En sortie de l'amplificateur D1, le signal haut ou bas est détecté. Lorsque la tension d'entrée continue tombe au-dessous d'une valeur définie, un signal de manque de tension sera généré. Ce signal pourra être utilisé pour engendrer une interruption du processeur. Après un temps de 2 msec. environ au moins, un second signal sera engendré (pour par ex. une restauration (Reset) ou une invalidation des mémoires (Memory Disable)).

Liste des composants du circuit +5 V

Semi-conducteurs

Repère	Type	Remarquages	Quantité
D2	SG 3524	CI- Régulateur de commutation	1
D3	HEF 4528	CI- Monostable (Valvo)	1
D4	CA 3140 E	CI- Ampli op.	1
D5	CD 4093	CI- NAND, Trigger de Schmitt	1
V5	1N4148	Diode Si	1
V6	ZDP 10	Diode Zener	1
V7	MC78L05 ACP	CI-Régulateur de tension	1
V8	ZDP 5,6	Diode Zener	1
V9	BST D 1040 S2	Thyristor	1
V10	BD 242 A	Transitor (Texas inst.)	1
V11	USD 945	Redresseur SI (Unitrode)	1
V12	BD 745 B	Transitor (Texas Instr.)	1
V13,14	W2N W3904	Transistor	2

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

Selfs

Repère	Valeur	Remarques	Quantité
L_1	50 μH, 0,3 A	–	1
L_2	160 μH	Talema SD-16/160/49/1K-M	1

Condensateurs

Repère	Valeur	Remarques	Quantité
C3	330 pF/500 V	10 %	1
C4	3,3 nF/100 V		1
C5	22 μF/40 V	Elko	1
C6	0,33 μF/63 V		1
C7	1000 μF/40 V	Elko	1
C8	22 nF/100 V		1
C9	6,8 μF/35 V		1
C10	0,1 μF/63 V		1
C11	0,22 μF/63 V		1
C12	330 pF/500 V		1
C13/C14	4700 μF/16 V	Elko	2
C15	68 nF/100 V		1
C16	47 nF/100 V		1
C17	0,33 μF/63 V		1
C18	470 pF/400 V	10 %	1

Si la tension d'entrée Ve tombe au-dessous de la valeur définie (Ve min = 10,7 V), le monostable D3 génère un signal d'une durée donnée, même si la chute de tension de Ve a été très brève. Après un temps d'interruption déterminé par les valeurs R 30/C 15, le signal RES/MEM s'abaisse afin de mettre hors circuit les mémoires et d'effectuer une restauration (Reset) du processeur. Il est important dans ce cas que l'alimentation du calculateur n'ait pas disparu, ce qui est le cas des courtes interruptions d'alimentation (micro-coupures). Le réseau R 31/C 17 permet d'émettre alors un signal de restauration. Etant donné que la tension d'alimentation lors de la mise sous tension du circuit est plus stable que le processeur et que lors de la coupure, sa valeur est maintenue plus longtemps, le signal RES/MEN ne comporte pas de pointes (glitches).

Les circuits + 5 V et ± 15 V sont constitués de deux plaques différentes, complétées par un radiateur sur lequel les organes de commutation sont montés, l'ensemble étant mécaniquement relié.

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

Résistances

Repère	Valeur	Remarques	Quantité
R7	100 k/0,1 W	Couche de carbone 5 %	1
R8	22k/0,1 W	Couche de carbone 5 %	1
R9	56K/W0,W1	Couche de carbone 5 %	1
R11	2k, 7/0,1 W	Couche de carbone 5 %	1
R12/16/17/18	5k,11/0,25 W	Couche métallique 1 %-coef T25	4
R13	1k/0,75 W	Pot. lin. 10 %	1
R14	10k/0,75 W	Pot. lin. 10 %	1
R15	100k/0,1 W	Couche de carbone 5 %	1
R19/38/39	47 Ω /0,3 W	Couche de carbone 5 %	3
R20	100Ω/0,3 W	Couche de carbone 5 %	1
R21/32	10k/0,1 W	Couche de carbone 5 %	2
R22/25/33	1k/0,1 W	Couche de carbone 5 %	3
R23	50k/0,75 W	Pot. lin. 10 %	1
R24	82,5k/0,25 W	Couche métallique 1 % - coef T25	1
R26/27/28	100k/0,25 W	Couche métallique 1 % -coef T 25	1
R29	1M/0,1 W	Couche de carbone 5 %	1
R30	51K/0,1 W	Couche de carbone 5 %	1
R31	330k/0,1 W	Couche de carbone 5'%	1
R35	15/10W ORO	En boîtier alu (Dale) 1 %	1

Composants divers

Radiateur, voir figure 12
Broches de test à souder
Feuilles aux silicones
gaine isolante au silicone 1,5 × 0,25 (× 6)
Connecteur à souder 12 × 2,8 DIN 42 835/2
Connecteur à souder 12 × 6,3 DIN 42 833/1
Connecteur de circuits imprimés
Plaques pour circuits imprimés

Liste des composants du circuit ± 15 V

Semi-conducteurs

Repère	Type	Remarques	Quantité
G2	1N5810	Redresseur	4
D10	SG3524J	CI-Régulateur de commutation/ Silicon	1
D11/12	CD4049BE	Inverseur CMOS	2
V15	ZPY 9,1	Diode Zener	1
V16/17	WBUZ2W1	FET-MOS de puissance	2

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

Selfs

Repère	valeur	Remarques	Quantité
L5/L6	500 μH	Self Sp SD 2,5	2

Condensateurs

Repère	Valeur	Remarques	Quantité
C20	22nF/100V	Céramique	1
C21	3,3nF/100V	Céramique	1
C22	W2,2 μF/35V	Tantale	1
C23/24	100nF/50V		2
C25	4,7 μF/16V	Tantale	1
C26	4,7nF/100V	Céramique	1
C27	1000 μF/40V	Chimique	1
C2/C30	4700 μF/16V	Chimique	1
C31/C32	100 μF/30V	Tantale	1
C33	1nF/200V		1

Résistances

Repère	Valeur	Remarques	Quantité
R50	2k7/0,1 W	Couche de carbone 5%	1
R51	56k/0,1 W	Couche de carbone 5	1
R52	22k/0,1 W	Couche de carbone 5	1
R53/545/57	5k11/0,25 W	Couche métallique 1% Coef. Temp.25	3
R55	47k/0,1 W	Couche de cabone 5	1
R56	330 Ω/1 W	Couche de carbone 5%	1
R58	22K 1/0,25 W	Couche métallique 1% Coef. Temp.25	1
R59/60	1k/0,1 W	Couche de carbone 5%	2
R61	10k/0,75 W	Potentiomètre lin. 10%	1
R62	100 Ω/50,1 W	Couche de carbone 5%	1

Composants divers

Transformateur ferrite, voir figure 13
Platine
Perles de filtrage
Plaque de montage

Composants du circuit de protection « Power-Fail »

Repère	Valeur/Type	Remarques	Quantité
V1	2N1710	Transistor NPN	1
V2	2N2905	Transistor PNP	1
V3/3	1N4148	Diodes	2
D1	TBA221B	Amplificateur opérationnel	1
C1/2	47nF/100 V	Cond. céramique	2
R1/2	68 Ω/4,2 W	Résistances	2
R3	27k/0,1 W	Couche de carbone 5%	1
R4	680 Ω/0,1 W	Couche de carbone 5%	1
R5/6	10k/0,25 W	Couche métallique 1%	2

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

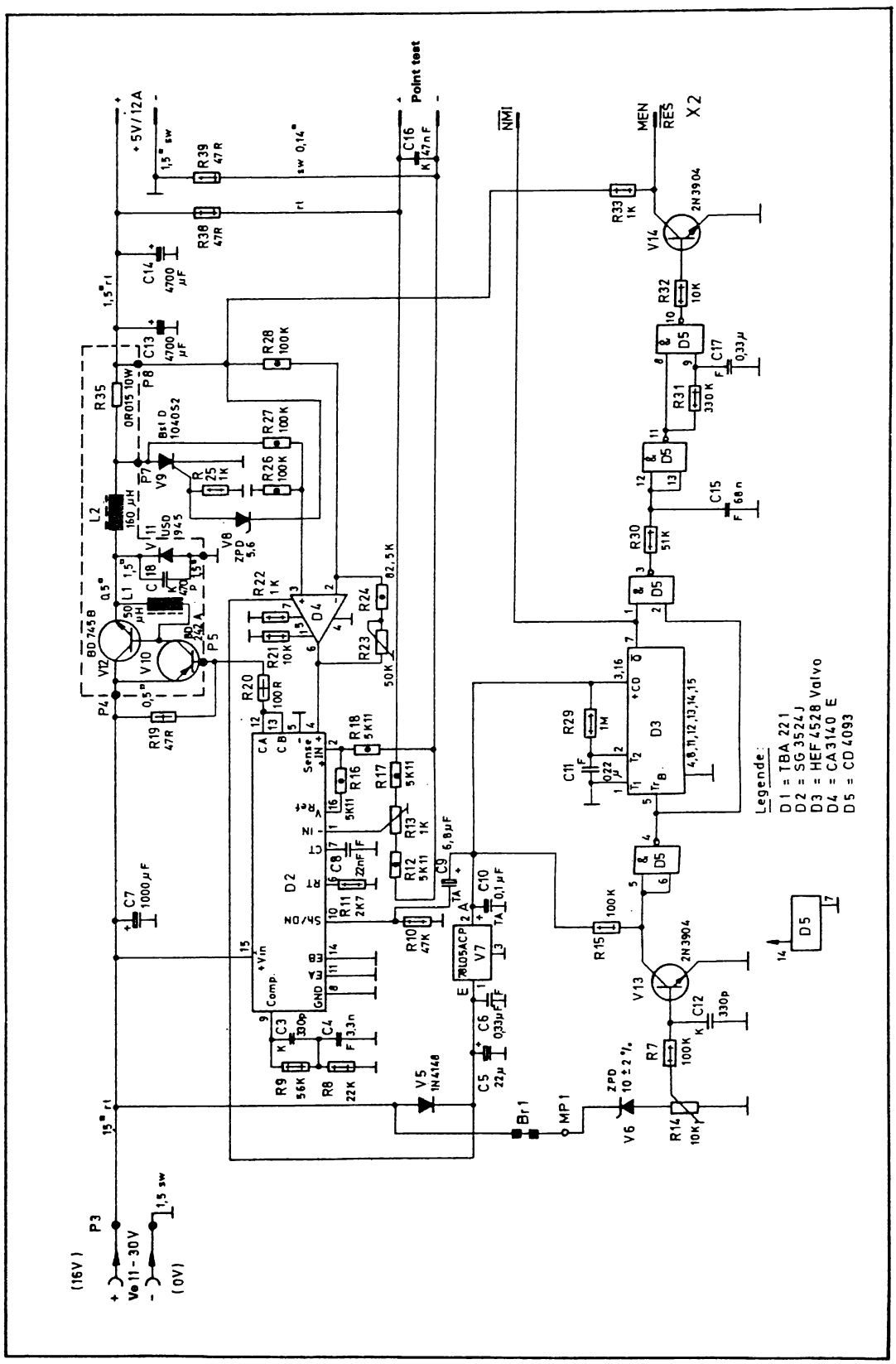


Fig. 4 : Schéma d'ensemble du circuit + 5 V et du circuit « Power-Fail »

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

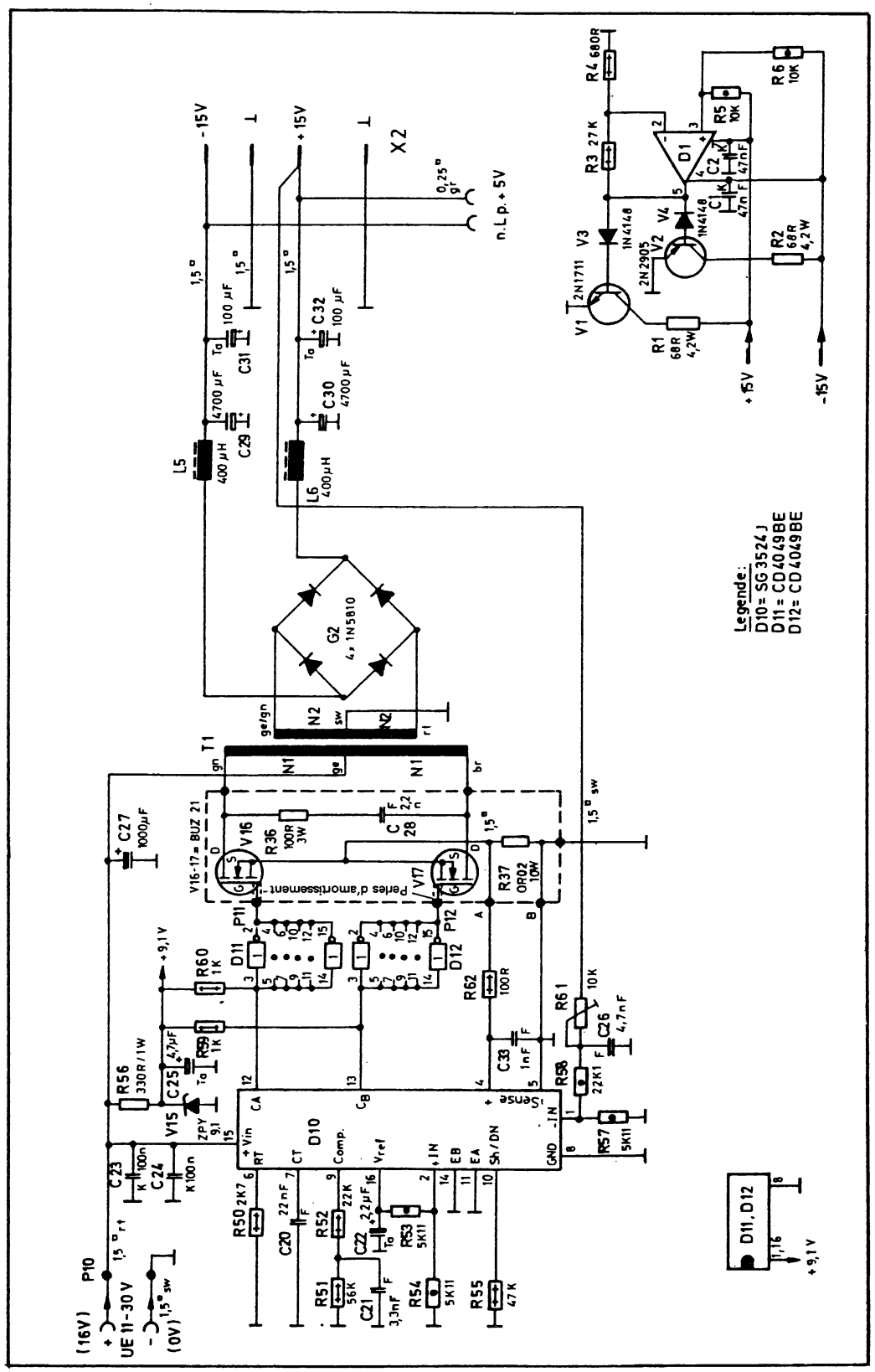


Fig. 5: Schéma d'ensemble du circuit ± 15 V

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

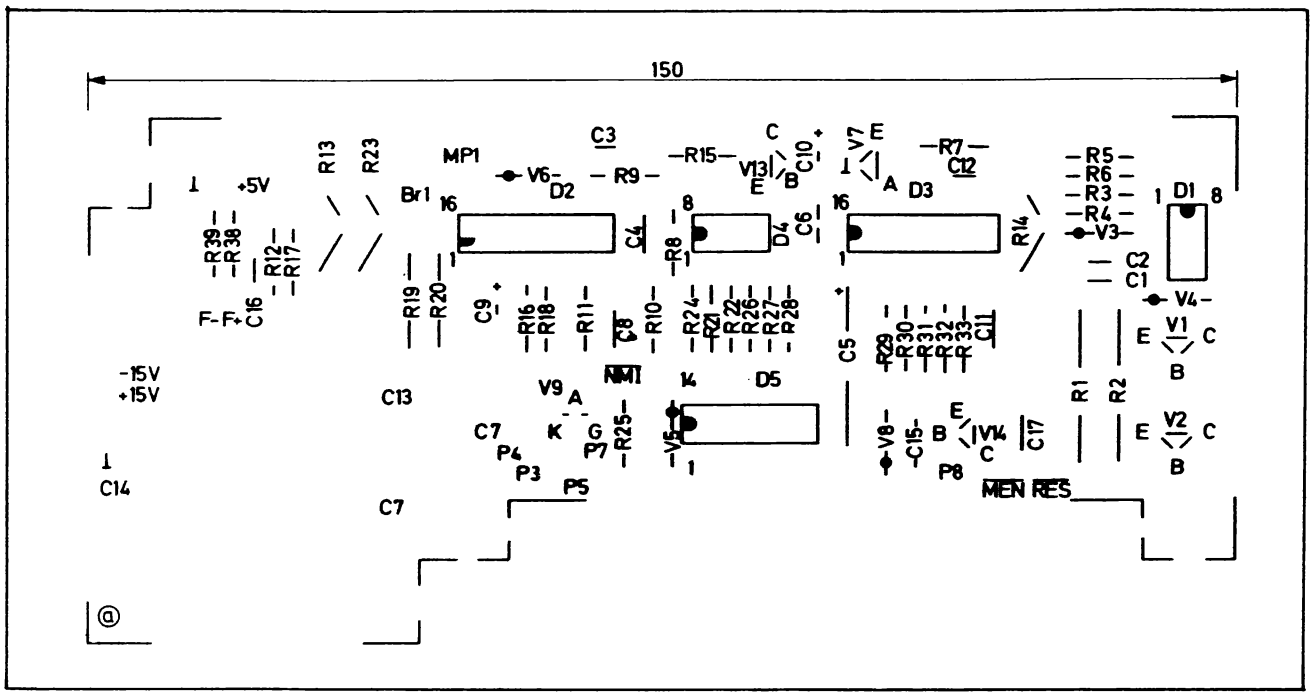


Fig. 6 : Plan d'implantation du circuit imprimé 5 V

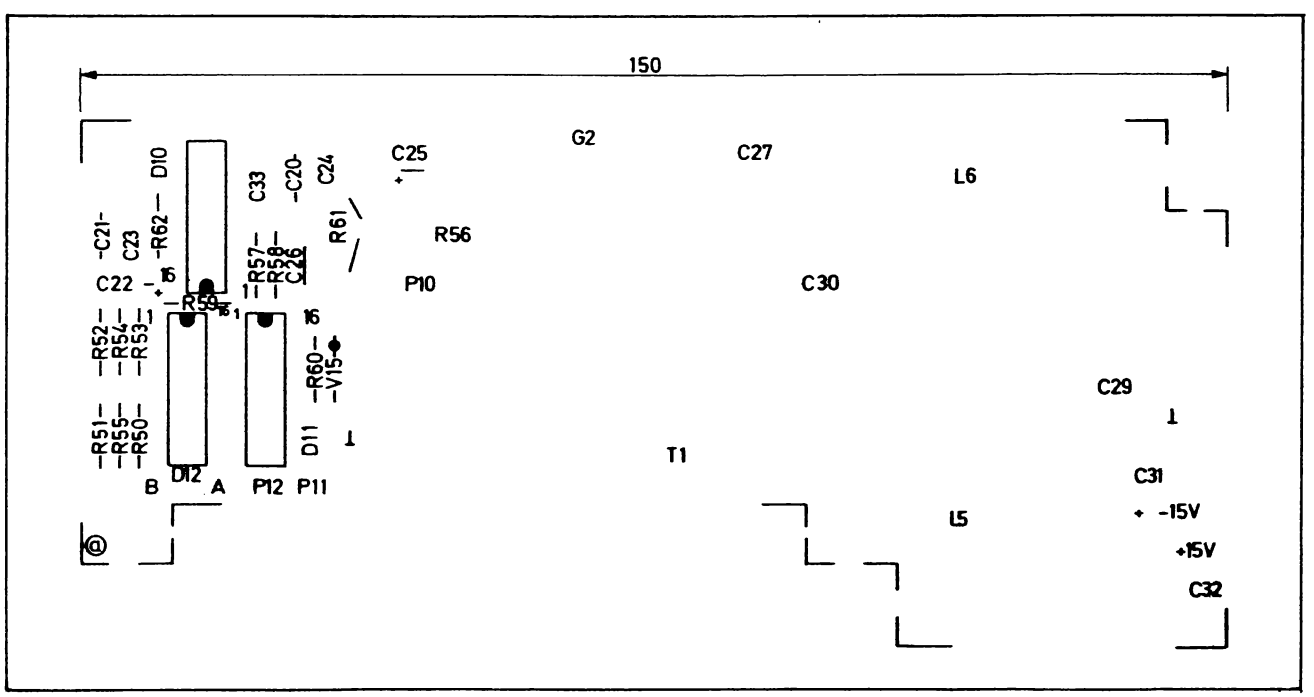


Fig. 7 : Plan d'implantation du circuit imprimé 15 V

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

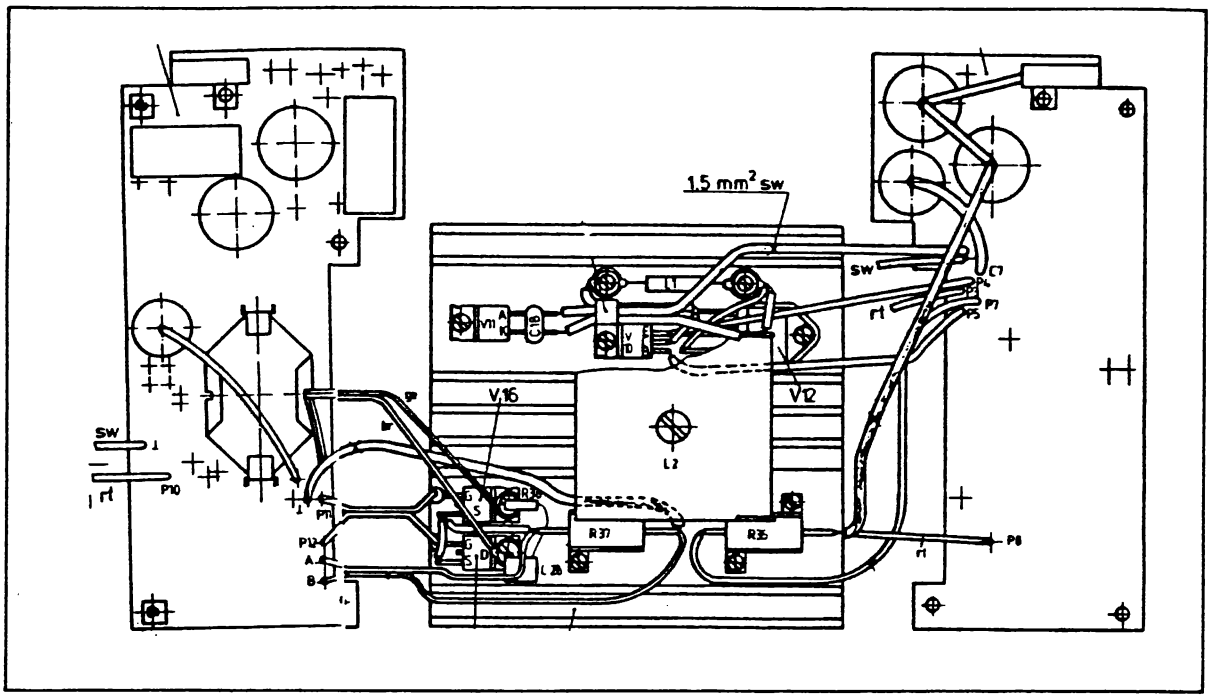
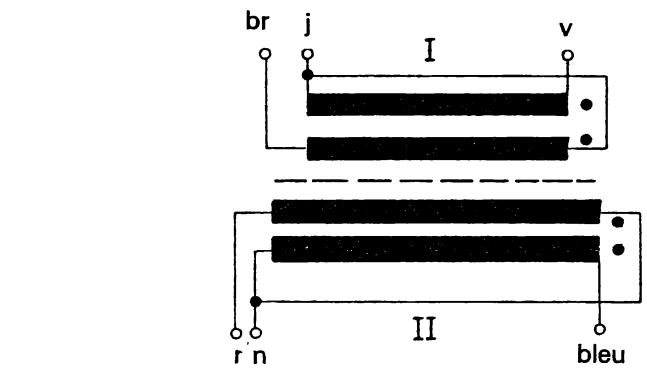
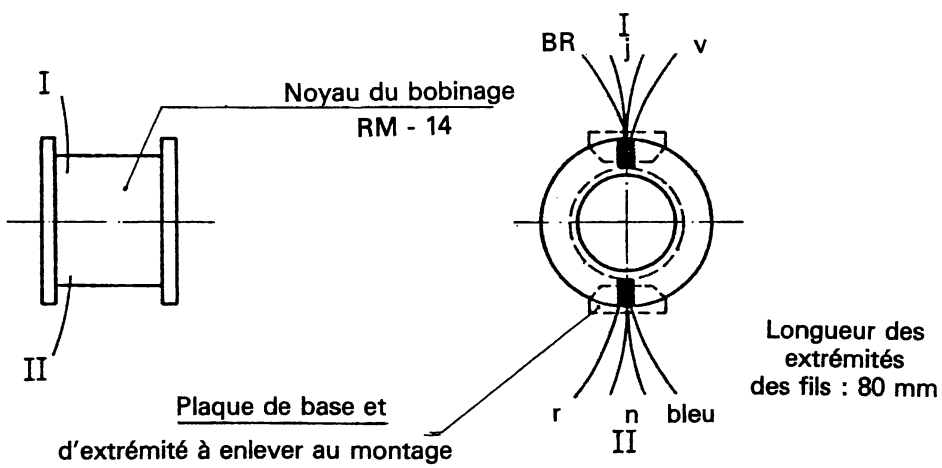


Fig. 12 : Construction mécanique de l'ensemble du système, avec le radiateur au milieu

13.4 Convertisseur de tension continue CC/CC pour microprocesseur

Enroulement	Nombre de tours	Fil	Couleur	Tension	Induc-tivité	Isolement du noyau	Isolement des enroulements	Remarques
I	2×10	90 × 0,1						bifilaire
II	2 × 25	60 × 0,1						bifilaire





1 Noyau de montage RM 14

2 Pinces

Ne plonger dans le vernis d'isolement que jusqu'à env. 2 mm hors de la bobine les fils de connexions.

Fig. 1 3 : Transformateur feerite

5/14.2

Déconnecteur d'accumulateur

Si un appareil est alimenté par des accumulateurs au cadmium-nickel, ceux-ci ne doivent pas être trop déchargés, pour éviter le risque d'inversion de polarité des cellules. La tension moyenne de fonctionnement d'une cellule au cadmium-nickel est de 1,25 V, la tension à vide d'environ 1,35 V. Lorsque les accumulateurs sont reliés en série, tous les accumulateurs élémentaires doivent présenter le même état de charge. C'est pourquoi il faut toujours remplacer les batteries complètes.
Ce petit montage peut être logé dans les appareils alimentés par accumulateurs, et veille à ce que ces derniers soient automatiquement déconnectés de l'appareil utilisateur à partir d'un certain niveau de décharge. La tension pour laquelle cette déconnection intervient est déterminée par la diode zener. Le courant de charge traverse T_2, dont le circuit émetteur-collecteur est conducteur. Ce qui entraîne une petite chute de tension, le transistor présentant une résistance résiduelle émetteur-collecteur, même lorsqu'il est saturé. Cette chute de tension est cependant négligeable pour des courants allant jusqu'à 3 A. Lorsque la tension de la batterie est égale à la tension de Zener de la diode, ou lorsqu'elle tombe en-dessous, la diode zener se bloque. Dès que cette diode est conductrice, le condensateur C_1 se charge à travers le diviseur de tension R_1/R_3. Lorsque le curseur de R_1 présente une tension de 0,7 V, T_1 devient conducteur et un courant circule dans R_2. La base de T_2 est donc polarisée, et T_2 devient également conducteur. La tension de la batterie est alors disponible à la sortie du montage, moins une faible chute de tension dans le circuit émetteur-collecteur de T_2. Si la tension de l'accumulateur tombe au-dessous de la tension de zener de D_1, T_1 ne reçoit plus de polarisation de base et se bloque. De sorte que T_2 se bloque aussi et voit son circuit émetteur-collecteur devenir résistant. T_2 fonctionne alors comme un interrupteur ouvert et sépare l'accumulateur de l'utilisateur. Lors de la mise en place d'accumulateurs à pleine charge, il faut d'abord décharger le condensateur.

■

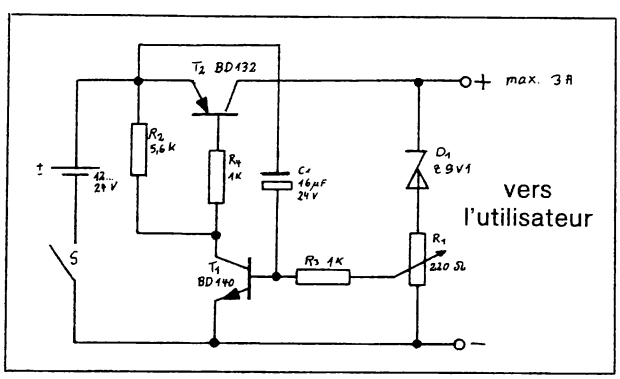


Fig. 1 : Schéma

14.2 Déconnecteur d'accumulateur

Liste des composants

T_1	BC 140	R_2	5,6 kohms
T_2	BD 132	R_3, R_4	1 kohm
D_1	ZgV1	Montage sur plaque perforée	
R_1	Potentiomètre 220 ohms	50 x 100 mm, au pas de 2,54 mm,	
C_1	16 µF/24 V	trous de 1,3 mm Ø	
S	Interrupteur		

5/14.5
Mesure de distance sans contact, par ultrasons

Dans de nombreux cas il peut être utile de mesurer, sans contact, la distance à laquelle se trouve un objet. Lorsqu'il s'agit d'objets conducteurs, ceci est très facile à réaliser à l'aide de capteurs de proximité, de bobinages ou de composants similaires. Mais ces procédés se révèlent inapplicables dès que la distance dépasse quelques dizaines de centimètres, ou que l'objet n'est plus conducteur. Dans ce cas, il faut utiliser les ultrasons.

Principe de fonctionnement

Un émetteur d'ultrasons expédie de brefs faisceaux d'impulsions. Ceux-ci sont réfléchis par l'objet et atteignent, après un temps déterminé, le récepteur placé au même endroit que l'émetteur. A partir de ce temps et de la vitesse de propagation des ondes dans l'air, la formule suivante permet de calculer la distance :
$s = v \cdot t/2$ (avec t = temps, v = vitesse de propagation).
La vitesse dépend un peu de la pression atmosphérique. C'est pour cette raison que la précision est relativement limitée, mais on atteint avec certitude une précision d'au moins 5 %.

Description du montage

Un oscillateur Hartley engendre une oscillation à 33,3 kHz. Ce circuit assure une bonne stabilité de fréquence et une entrée sûre en oscillations, contrairement à nombre d'autres circuits oscillateurs.
Cette fréquence est appliquée à une porte dont la seconde entrée est au niveau haut pendant la durée de l'impulsion d'émission. La sortie de cette porte commande, à travers un inverseur, le transistor émetteur T 3.
Par ailleurs, la fréquence de 33 kHz commande un diviseur par 2048. A la sortie de celui-ci, on dispose donc d'une impulsion toutes les 63 ms. Cette impulsion commande la bascule monostable IS 3, qui produit une impulsion d'environ 300 µs de durée. Celle-ci ouvre la porte d'émission.
Enfin, on divise encore la fréquence de 33 kHz par 20, et ces impulsions servent d'impulsions de comptage (IS 4, IS 5a). La chaîne de comptage IS 6 et 7 se met en marche à la fin de l'impulsion d'émission, à la cadence d'horloge. L'affichage reste obscur. Lorsqu'une impulsion réfléchie arrive, IS 5 B bascule, la cadence de comptage est bloquée et l'affichage est libéré. Pendant la cadence de comptage, l'onde ultrasonique parcourt, à la fréquence que nous avons choisie, 20 cm, ce qui correspond à un accroissement de 10 cm de la distance vers l'objet.
L'amplificateur de réception se compose de IS 8 et IS 9. Ces circuits intégrés constituent un amplificateur à haute impédance et à très grand gain. Le signal de sortie de cet amplificateur est redressé et mis en

forme par T 4 et IS 1d. On obtient ainsi également l'effet de seuil souhaité, grâce à la tension base-émetteur du transistor.

Construction et réglage

Les deux transducteurs ultrasoniques, qui doivent convenir pour la bande de fréquence utilisée, devraient être séparés géographiquement (voir dessin du circuit imprimé). De même, la ligne d'entrée jusqu'à l'amplificateur de réception doit être efficacement blindée. Après montage complet et vérification pour déceler les éventuelles erreurs, on procède au réglage comme suit :

a) En branchant un oscilloscope ou - mieux encore - un fréquencemètre sur l'émetteur de T 2, on règle la fréquence de l'oscillateur à environ 33 kHz.

b) Puis on mesure à la sortie Q de IS 3 l'existence d'une impulsion de porte. S'il n'y en a pas ou si l'impulsion n'est pas bien rythmée (trop fréquente ou trop rare), il faudra régler P 1 pour que l'oscillateur oscille correctement.

c) Ensuite on règle l'oscillateur sur exactement 33,3 kHz. Ce réglage doit être aussi fin que possible, puisqu'un manque de précision à ce stade influe directement sur le résultat de la mesure.

d) Enfin on règle P 2 pour que le gain soit tel qu'en l'absence d'objet, l'affichage s'éteigne.

On peut alors utiliser l'appareil.

Conseils pratiques

Le réflecteur peut être tout objet relativement plan et solide. La distance mesurable s'étend d'environ 1,5 m pour les objets mauvais réflecteurs (rideaux) jusqu'à environ 5,5 m pour les matériaux très réfléchissants (tôles, murs). Il convient aussi de noter que c'est toujours l'objet le plus proche dont la distance est indiquée. L'affichage "0,0" n'est pas possible, les deux transducteurs étant entre eux à une distance finie (ici environ 10 cm). C'est pourquoi, pour les très faibles distances, il faut corriger le résultat de la mesure. ■

14.5 Mesure de distance sans contact par ultrasons

Liste des composants

Pièces spéciales
1 Bobine 230 µH
2 Transducteurs ultrasoniques
1 Inverseur
2 Afficheurs 7 segments, cathode commune

Semi-conducteurs
3 BC 107
1 BC 140
1 4093
1 4040
2 4026
1 4027
1 4047
1 4510
1 LF 355
1 µA 741
2 AA 117

Ajustables
1 560 ohms
1 2,5 kohms

Résistances
3 110 kohms
2 220 kohms
1 150 ohms
1 2,2 kohms
2 2,7 kohms
1 10 ohms
1 560 ohms
2 10 Mohms
1 2,4 kohms
2 10 kohms
1 4,7 kohms
14 330 ohms
1 470 ohms

Condensateurs
8 0,1 µF
1 1 µF
1 47 nF
1 1,5 nF

14.5 Mesure de distance sans contact par ultrasons

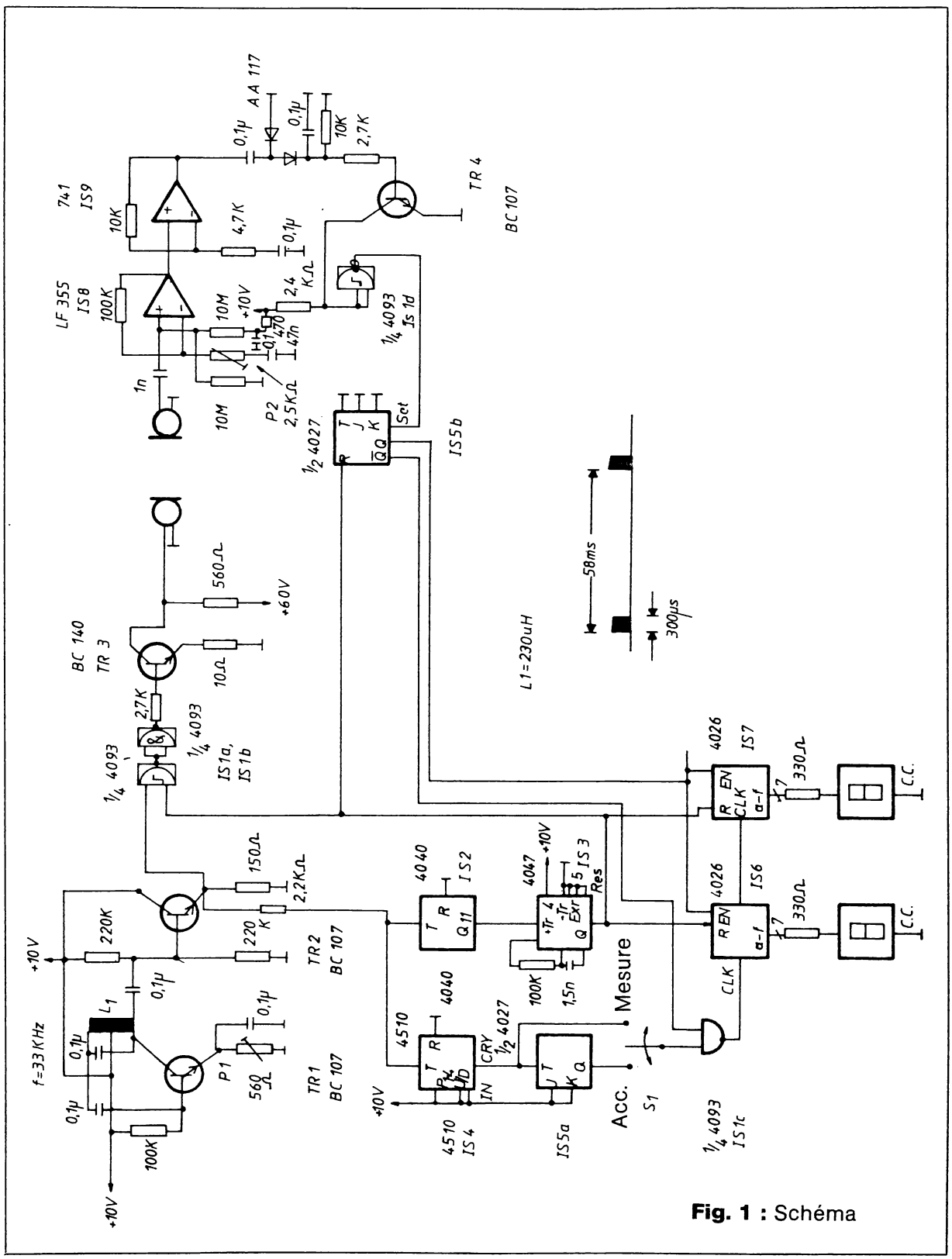


Fig. 1 : Schéma

14.5 Mesure de distance sans contact par ultrasons

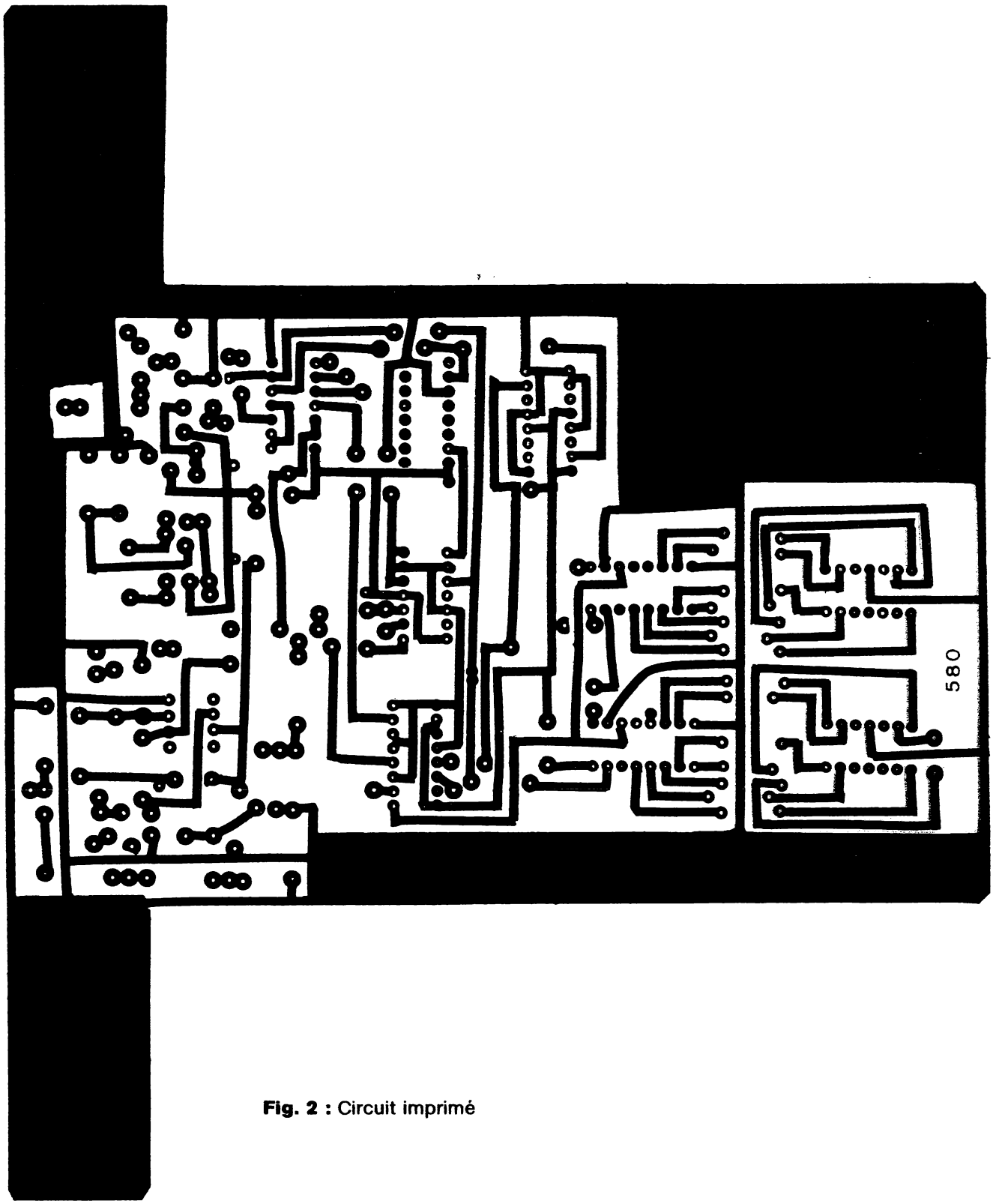
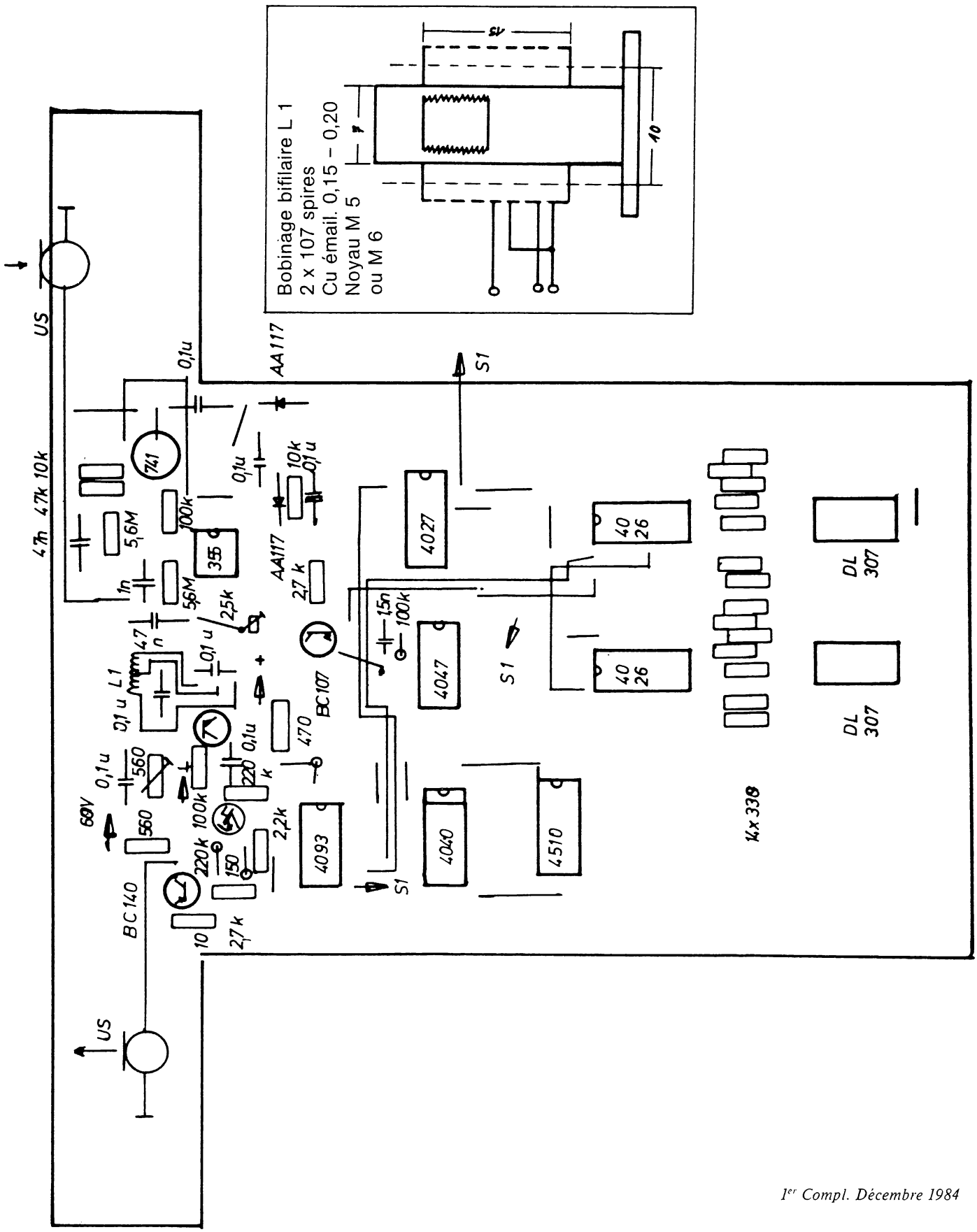


Fig. 2 : Circuit imprimé

14.5 Mesure de distance sans contact par ultrasons



5/14.9

Compteur électronique d'impulsions

Descriptions du fonctionnement et du schéma
Le compteur d'impulsions se compose de deux ensembles, reliés par un mince câble à quatre conducteurs : le générateur d'impulsions opto-électroniques et la platine électronique avec affichage digital. Les deux sous-ensembles peuvent être éloignés l'un de l'autre, ce qui facilite parfois l'emploi de l'appareil.

Générateur opto-électronique d'impulsions
Le générateur opto-électronique d'impulsions se compose de deux petites barrières lumineuses qui captent les impulsions de défilement d'une règle linéaire ou circulaire. Pour un mouvement linéaire, on dispose par exemple une règle droite portant des plages blanches et noires alternées, de mêmes largeurs, sur fond blanc ou transparent, alors que les deux barrières lumineuses sont montées sur la partie fixe. On peut aussi inverser les deux éléments, règle sur la partie fixe et barrières sur la partie mobile.

Les barrières lumineuses sont des modèles du commerce, à réflexion pour les règles sur fond blanc, et à fourche sur les types à règle transparente. Elles captent les impulsions en ce sens que chaque fois que la plage noire passe devant elles, le flux lumineux est interrompu, ainsi donc que le photocourant dans la photodiode [1] de la barrière. Les deux barrières doivent être montées à une distance l'une de l'autre qui correspond à la demi-largeur de la bande noire (qui est aussi celle de la plage blanche). De cette façon, à la sortie des barrières lumineuses, les impulsions d'une barrière sont décalées dans le temps par rapport à celles de l'autre barrière. Comme ce décalage s'inverse selon le sens de déplacement, on peut capter également le "sens" du déplacement. Les deux barrières désignées par A et B sont disposées de telle sorte que pendant un déplacement vers l'avant le faisceau de la barrière A soit toujours interrompu avant celui de B ; il est évident qu'en cas de déplacement en sens inverse, B sera interrompu avant A. Les circuits électroniques exploitent les flancs fronts avant et arrière des impulsions des deux barrières, en engendrant à chaque fois une impulsion de comptage qui fait varier l'afficheur des unités d'un chiffre, en augmentant pour les déplacements vers l'avant, et en diminuant en sens inverse du mouvement.

Si on désire une résolution du millimètre, c'est-à-dire que chaque unité du dernier afficheur à droite indique un millimètre, on obtient une valeur maximale de déplacement de 999,999 mètres, donc presque un kilomètre, avec les 6 digits du circuit électronique. Pour cela, il faut que les plages noires

1) En fait, un phototransistor monté en diode

Soient larges de 2 mm, ainsi que celles qui sont blanches ou transparentes.

Si par contre on ne désire qu'une résolution de un centimètre, la valeur maximale de déplacement affichable sera de 9999,99 mètres, près de 10 km, avec des bandes de 20 mm de largeur.

Pour les véhicules et autres dispositifs pour lesquels des roues en rotation sont en relation directe avec un trajet parcouru, le déplacement peut être déterminé à partir de la mesure d'une rotation. On monte, sur l'axe de la roue, un disque sectorisé en noir et blanc, le nombre z de secteurs étant choisi de telle façon que le nombre de rotations n, multiplié par 4 × z, donne exactement 10, 100 ou 1000.

Exemple 1 :

Supposons que le nombre de rotations par mètre soit de

$$n = 1\ ¼ = 1{,}25$$

$$n \cdot z = 10$$

$$1{,}25 \cdot z = 10$$

$$z = \frac{10}{1{,}25 \cdot 4}$$

$$z = 2$$

Résultat : une roue moitié noire, moitié blanche, ou une roue évidée à moitié produit 10 impulsions de comptage par mètre ; le dernier chiffre vaut donc 1 m/10 = 1 dm, soit un trajet maximal affichable de 99999,9 m, près de 100 km.

Exemple 2 :

Le nombre de tours par mètre est n = 5

$$n \cdot z = 10$$

$$5 \cdot z = 10$$

$$z = \frac{100}{5 \cdot 4}$$

$$z = 2$$

Résultat : une roue avec 5 secteurs produit 100 impulsions de comptage par mètre parcouru ; le dernier chiffre affiché donne donc une résolution de 1 m/100 = 1 cm, et le trajet maximal possible sera de 9999,99 m, autrement dit pratiquement 10 km.

Exemple 3 :

Le nombre de tours au mètre est de

$$n \cdot 1\ ⅔ = 50/3$$

$$n \cdot z = 1000$$

$$\frac{50}{3} \cdot z = 1000$$

$$z = \frac{1000}{\frac{50}{3} \cdot 4}$$

$$z = 15$$

Résultat : une roue à 15 secteurs produit 1000 impulsions de comptage par mètre ; le dernier chiffre indique donc des 1 m/1000 = 1 mm, la valeur maximale affichée devenant 999,999 m, c'est à dire près de 1 km.

Commentaires de l'exemple 1 :

Si on place z = 20 secteurs au lieu de 2 sur la roue, on engendre 100 impulsions de comptage par mètre, la résolution passe à 1 m/100 = 1 cm, et l'affichage maximal se trouve réduit à 9999,99 m, autrement dit 10 km.

En utilisant le principe de mesure de rotation, on obtient la possibilité, si l'on choisit le nombre de secteurs de façon adéquate, de concilier au mieux les exigences de précision de mesure (résolution) et de la valeur maximale mesurable dans chaque cas. De plus, en intercalant une réduction (ou multiplication) par engrenages ou à friction, on peut fixer la vitesse de rotation du disque sectorisé de telle sorte que le nombre de secteurs devienne un petit nombre entier, ce qui en facilite la réalisation.

La largeur absolue des plages ou secteurs n'a aucune influence sur le résultat de l'affichage ; on fera donc un générateur d'impul-

sions aussi petit que possible en le plaçant dans un coffret intérieurement noirci pour le soustraire à l'influence de la lumière ambiante.

Circuits électroniques

Le circuit imprimé mesurant 95 × 125 mm comporte un circuit intégré LSI compteur-décompteur décimal à 6 digits, le MK50395 de Mostek. De plus, le circuit porte 6 afficheurs LED 7 segments très lumineux, de type HP 5082-7653 de Hewlett-Packard, le circuit de différentiation avant/arrière à circuits intégrés CMOS, ainsi que quelques résistances et condensateurs. La tension d'alimentation du circuit est de 12 V (valeur nominale), mais peut varier entre 10 et 15 volts sans fausser le comptage, et elle n'a donc pas besoin d'être stabilisée. On peut aussi alimenter le montage par des piles ou des accumulateurs.

Le générateur opto-électronique d'impulsions est relié par quatre conducteurs (tresses ou minces fils de commande) aux bornes "masse", "A", "B" et "GK1" (+ 12 V à travers la résistance R1). Ces conducteurs amènent aussi la tension d'alimentation des diodes électro-luminescentes des barrières lumineuses (bornes "E" et "+"). (Voir schéma et plan d'implantation). Les impulsions provenant des deux barrières lumineuses, ou plutôt de leurs phototransistors (bornes "D" et "+"), à travers les lignes A et B, ont une forme un peu trapézoïdale à flancs mal formés. Elles parviennent aux triggers de Schmitt formés des portes NAND CMOS (CD4093/1 et CD4093/2), dont les sorties délivrent trois et quatre impulsions rectangulaires inversées à flancs raides. Les condensateurs C1 et C2 servent à découpler les éventuelles impulsions parasites induites sur un câble de grande longueur. Le reste du traitement des impulsions rectangulaires s'effectue d'une part dans les portes OU exclusif CD4030/1 et CD4030/2 qui, en liaison avec les circuits de retard R4/C3 et R5/C4, produisent des impulsions aiguilles lors de chaque flanc montant et descendant. Par ailleurs, les impulsions rectangulaires parviennent, ainsi que celles en aiguille, sur la logique de portes formée des circuits intégrés CD4030/3 et CD4030/4, CD4093/3 et CD4093/4 et enfin CD4011, au sortir duquel 3 ou 4 impulsions en aiguille ne sont présentes qu'en cas de marche avant (sur 4) ou arrière (sur 3) et sont à une fréquence quadruple de la succession des secteurs ou plages noirs et blancs. La porte NOR CMOS CD4001/3 assemble ces impulsions, quel que soit le sens de déplacement, pour en faire l'impulsion d'horloge du compteur à 6 décades MK50395N, entrée horloge broche 36. Les portes CD4001/1 et CD4001/2 constituent une bascule RS, dont la sortie 3 mène à la broche 40 du circuit intégré compteur. Les impulsions de déplacement avant mettent la bascule sur H, les impulsions de marche arrière sur L, et le compteur décompte.

Ce traitement d'impulsions fonctionne de façon tellement précise qu'on peut à tout moment inverser le sens de déplacement ; l'inversion du sens de comptage et le bon aiguillage des impulsions de comptage avant et arrière se font toujours sans la moindre erreur. En permutant les bornes A et B on peut, en cas de besoin, inverser le sens de comptage. Le circuit compteur a des sorties 7 segments (4 à 10) permettant la commande directe des afficheurs 7 segments à cathode commune, à travers des résistances de limitation du courant R8 à R14. La sélection des digits s'opère par les transistors drivers T1 à T6 multiplexés.

La fréquence de multiplexage est déterminée par C6 ; 330 pF comme dans le schéma donne une fréquence de cycle de l'affichage d'environ 1 kHz.

La broche 20 reçoit une touche de remise à zéro du compteur, H = remise à zéro, L = comptage.

Chaque afficheur comporte un point décimal à droite, mais qui ne s'allume pour un chiffre que si la résistance R6 est soudée à l'emplacement correspondant. On a disposé des bornes pour les deuxième, troisième et quatrième digits en partant de la droite, de sorte qu'on peut programmer la virgule pour des résolutions en dm, cm et mm. On ne doit placer qu'une seule résistance R6.

Conseils de montage

Les données pour le montage du compteur électronique sont le schéma, la liste des composants, le plan d'implantation et la feuille de caractéristiques du circuit intégré compteur. Pour la mise en service et la vérification du compteur, un multimètre à haute impédance et un oscilloscope à deux faisceaux ou deux canaux peuvent être utiles. Le générateur opto-électronique et le circuit électronique sont des sous-ensembles séparés, qui peuvent être montés séparément. Pour la vérification de la platine électronique, il est indispensable d'avoir préalablement réalisé le générateur opto-électronique et de le relier comme indiqué plus haut à la platine.

Comme le générateur et la platine sont destinés au montage dans ou sur des machines, nous n'indiquons pas de coffret ; mais on peut utiliser des coffrets courants aux dimensions requises.

La platine électronique ne demande aucun réglage. Mais il peut être nécessaire, surtout en utilisant des barrières lumineuses à réflexion, d'augmenter ou de réduire les valeurs des résistances R2 et R3 du circuit électronique. Comme la valeur de lumière réfléchie par les secteurs influe sur l'amplitude des tensions des impulsions (sur les lignes A et B), ces résistances sont à dimenssionner de telle sorte que les impulsions aient l'amplitude maximale possible et une excellente symétrie (à mesurer de préférence à l'oscilloscope). Les valeurs données sur le schéma sont celles qui conviennent aux barrières à fourche CNY36 et CNY37.

Liste des composants

Condensateurs

4 Condensateurs céramiques 1 nF/63 V (C1 à C4)
1 Condensateur chimique au tantale 22 μF/16 V (C5)
1 Condensateur céramique 330 pF/63 V (C6)

Semiconducteurs

1 CMOS CD4093 (IC1)
1 CMOS CD4040 ou 4070 (IC2)
1 CMOS CD4011 (IC4)
1 CMOS CD4001 (IC4)
1 Compteur décimal à 6 décades MK50395N (IC5)
6 Afficheurs 7 segments HP5082-7653, rouge très lumineux, 11 mm de hauteur, point décimal à droite, cathode commune
6 Transistors au silicium BC237B (T1 à T6)
2 Barrières lumineuses à fourche CNY37 (avec pieds) ou CNY36 (sans socle) (GK1, GK2)

Résistances

2 Résistance à film carbone 330 Ω, 1/8 W, 5 % (R1, R6)
2 Résistances à film carbone 56 kΩ, 1/8 W, 5 % (R2, R3)
3 Résistances à film carbone 12 kΩ, 1/8 W, 5 % (R4, R5, R7)
7 Résistances à film carbone 560 Ω, 1/8 W, 5 % (R8 à R14)

Divers

Circuit imprimé percé
Poussoir, 1 T (S1)
4 Straps
Boîtier plastique pour barrières, noir, dimensions selon barrières
Boîtier plastique pour platine électronique, 130 × 100 × 30 mm

14.9 Compteur électronique d'impulsions

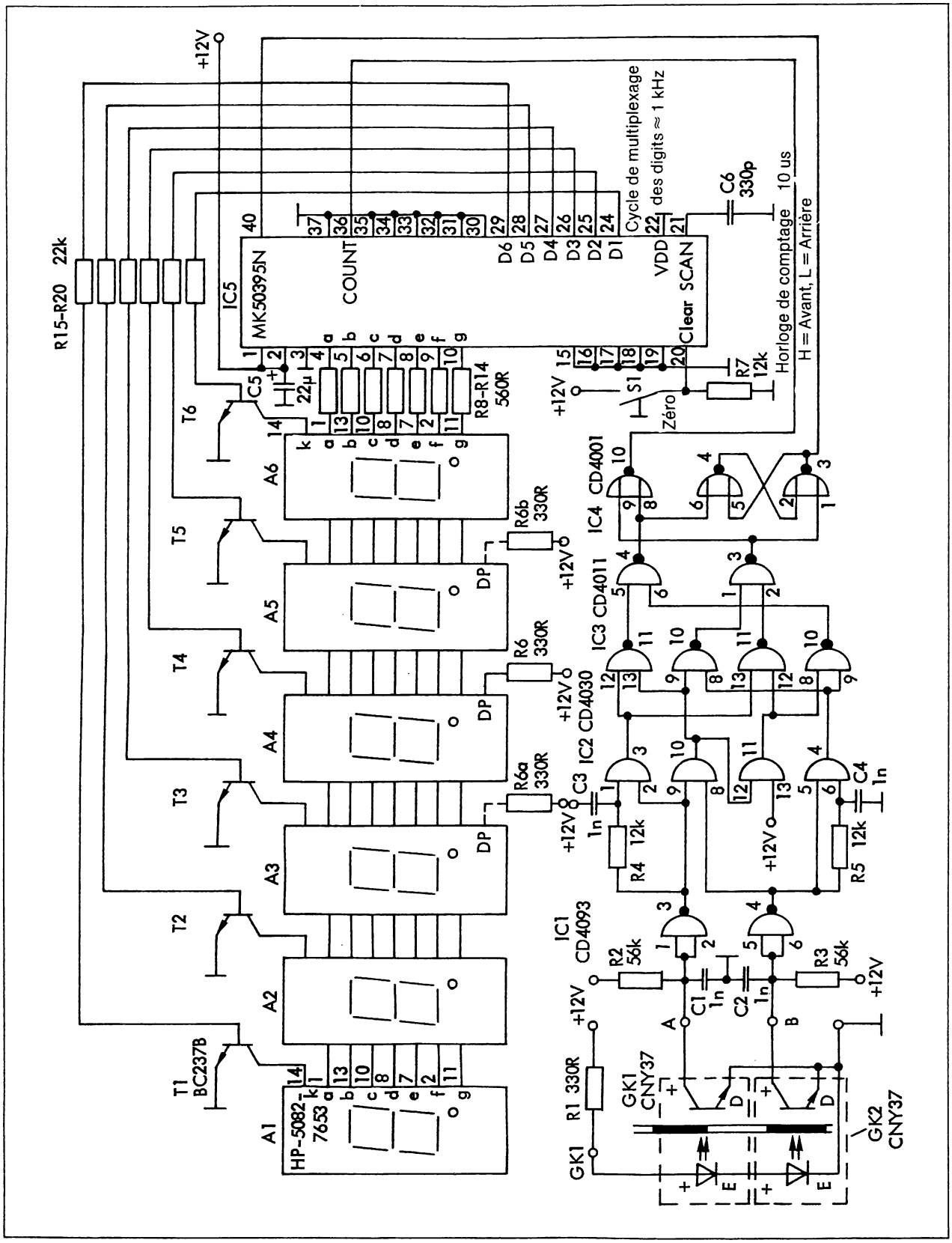


Fig. 1

14.9 Compteur électronique d'impulsions

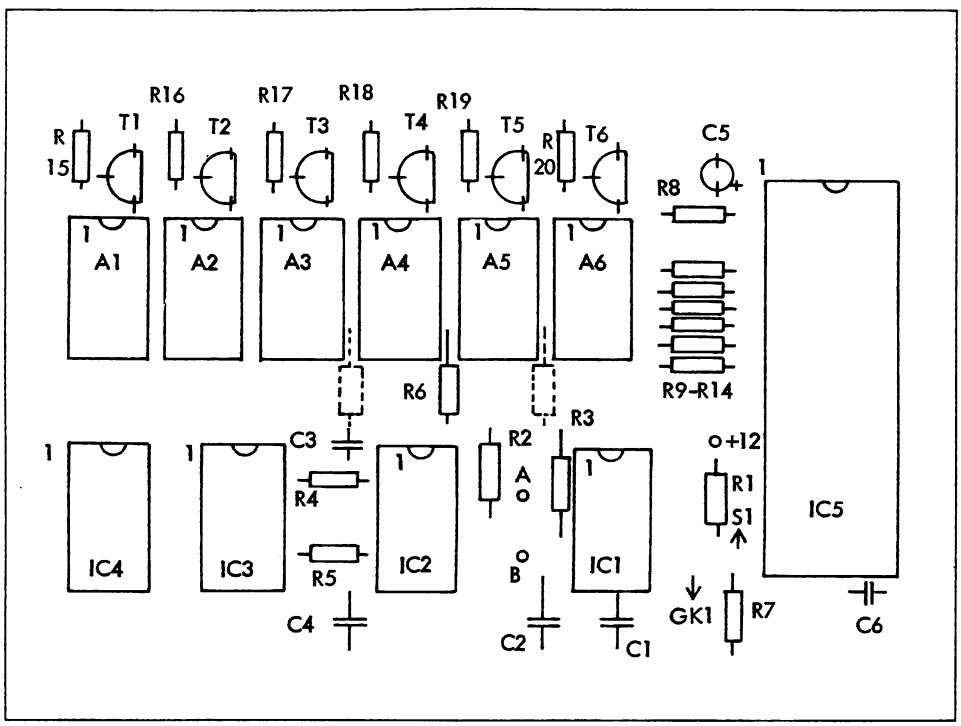


Fig. 3 : Plan d'implantation

14.9 Compteur électronique d'impulsions

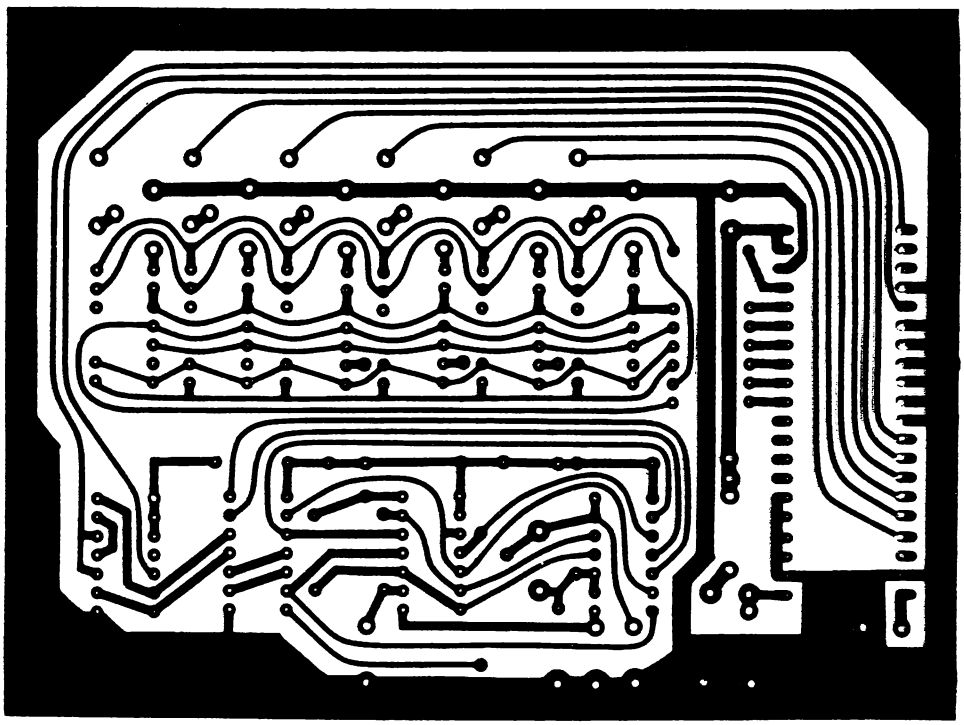


Fig. 2 : Circuit imprimé

6/5.1

Magnétophones et magnétocassettes Conception et fonctionnement

La fonction d'un magnétophone est de conserver le son, transformé en signaux électriques, sur bande magnétique et de le restituer, à la demande, d'une manière aussi fidèle que possible. Les exigences auxquelles doit répondre un appareil Hi-Fi sont fixées par la norme DIN 45 500.

Tableau I : Exigences pour magnétophones selon la norme DIN 45500

Variations de vitesse en 30 secondes	+ 1,5%
Fluctuations de vitesse	± 0,2%
Bande passante minimale	40 à 12500 Hz
Distorsion harmonique à 333 Hz à pleine modulation	3%
Rapport signal/bruit à pleine modulation	56 dB
Rapport de modulation de 10 kHz à 333 Hz	15 dB
Diaphonie entre canaux stéréo 500-6300 Hz	15 dB
Efficacité d'effacement	60 dB

5.1 Magnétophones et magnétocassettes
Conception et fonctionnement

6/5.1.1

Principe de base

Les ondes sonores, transformées en ondes électriques, sont converties en champs magnétiques par un électro-aimant appelé tête magnétique. Cet aimant est composé d'une bobine excitatrice et d'un noyau annulaire. Pour que les champs magnétiques puissent s'échapper du noyau, celui-ci a été percé d'une fente que l'on nomme entrefer. On fait passer la bande magnétique, à vitesse constante, devant cette fente. Les champs pénètrent dans la bande et la magnétisent.

L'intensité des parties aimantées mesure le volume sonore et leurs variations, observées sur une certaine longueur, déterminent la fréquence du son. Aux fréquences élevées se produit un phénomène limite : lorsque la longueur d'onde de la fréquence est égale à la largeur de l'entrefer, les deux alternances (positive et négative) s'annulent mutuellement. La fréquence limite est donc déterminée par la vitesse de défilement et la largeur de l'entrefer. C'est pourquoi les enregistrements de qualité s'effectuent à des vitesses de défilement de 19 cm/s, alors que les appareils de studio vont jusqu'à 38 cm/s. Pour la lecture, le processus est inverse. La bande défile devant la tête magnétique et les champs magnétiques induisent, par l'entrefer, un flux magnétique dans le noyau. Ce qui produit une tension dans la bobine qui, à travers un amplificateur-correcteur, est transformée en son par le haut-parleur. De nombreux magnétophones disposent de têtes séparées pour l'enregistrement et la lecture, mais des têtes combinées qui remplissent les deux fonctions équipent généralement les magnétocassettes.

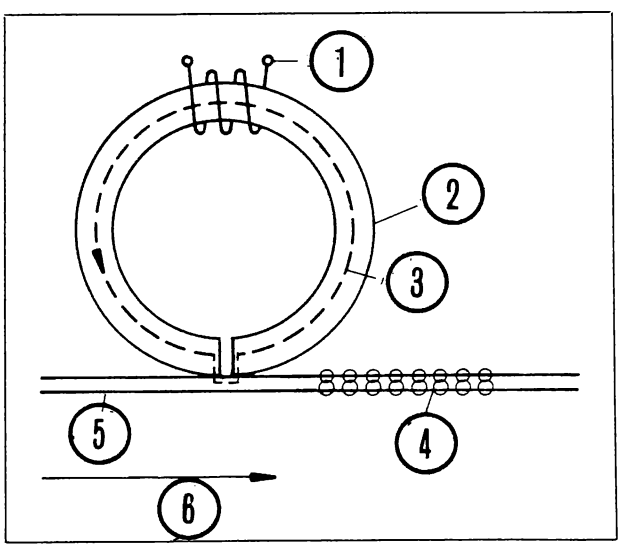


Fig. : Principe de la tête magnétique en contact avec la bande.

1 Signal électrique
2 Tête magnétique
3 Lignes de force magnétique
4 Aimantation
5 Bande magnétique
6 Sens du déplacement

Pour permettre l'effacement d'un enregistrement, on dispose d'une tête d'effacement. Celle-ci produit un champ magnétique intense qui oriente les particules magnétiques de la bande. Il existe deux procédés, l'effacement par courant continu et l'effacement par haute fréquence. Dans le premier cas, la tête d'effacement est un électro-aimant qui produit un champ magnétique constant, et la bande est aimantée dans un seul sens. Cette méthode est utilisée pour les machines à dicter. Dans l'autre cas, la tête produit un champ alterné dont la fréquence est nettement plus élevée que la fréquence limite supérieure (environ 30 à 100 kHz). Après effacement, les particules de la bande ne sont pas orientées et la bande n'est pas aimantée.

■

6/5.1.2

Schéma synoptique

Un schéma synoptique qui s'appliquerait à la fois aux appareils à bande et à cassette, ainsi qu'aux matériels bas de gamme et aux appareils professionnels, ne peut bien entendu être envisagé. Le but de la description qui suit est de rendre compréhensible le foncionnement de la technique du son magnétique.

Pour l'effacement (démagnétisation) de la Bande pendant l'enregistrement, la couche magnétique traverse le champ magnétique à haute fréquence de la tête d'effacement avant de parvenir, dans le sens du défilement, devant la tête d'enregistrement. Ce champ est produit par la forte tension haute fréquence qui est engendrée par le générateur HF, et qui s'applique à la tête d'effacement. Le générateur fonctionne à une fréquence (30 à 100 kHz) constante, généralement déterminée par un circuit oscillant. Lors de l'enregistrement d'émissions radiophoniques (surtout en ondes longues et moyennes (GO et PO)), des interférences peuvent se produire entre harmoniques de l'oscillateur d'effacement et fréquence porteuse de l'émetteur, et créer des sifflements sur la bande. C'est pour cette raison que nombre d'appareils comportent un commutateur permettant de modifier légèrement la fréquence d'oscillation. Sur les appareils à effacement par courant continu, il n'y a pas de générateur. Le courant qui passe dans la tête d'effacement est limité par une résistance en série.
Pour l'enregistrement, l'information (le son) doit être transformée en champ magnétique afin de magnétiser durablement la bande C'est la tâche de la tête d'enregistrement. On applique le signal basse fréquence à sa bobine. Comme l'intensité du champ dépend non seulement du nombre de spires et des grandeurs magnétiques mais aussi du courant dans la bobine, cela ne va pas sans problèmes. Selon la fréquence, le courant dans la bobine produit par une tension déterminée n'est pas constant (courbe de réponse en oméga). Cet effet est compensé par l'amplificateur-correcteur qui attaque la tête, et la tension d'enregistrement croît alors avec la fréquence. De même, la magnétisation de la bande ne doit pas rester constante dans la totalité du spectre sonore, afin d'exploiter la bande de façon optimale. C'est encore l'amplificateur-correcteur qui satisfait de telles exigences.

La tête d'enregistrement pose un autre problème. A cause des propriétés des matériaux utilisés, les caractéristiques magnétiques de la tête et de la bande varient en fonction de la modulation appliquée. C'est pourquoi le point de fonctionnement doit être placé sur une portion aussi rectiligne que possible de la caractéristique (boucle d'hystérésis). On y parvient à l'aide d'une polarisation (prémagnétisation), en ajoutant une petite partie de la tension haute fréquence du générateur d'effacement au signal audiofréquence. A cause de la largeur d'entrefer et de la fréquence limite supérieure qui en résulte, ce signal additionnel n'est pas enregistré sur la bande. Les appareils bon marché utilisent un courant continu, tout comme pour l'effacement, ce qui comporte quelques inconvénients.

A la lecture, la bande aimantée produit dans la tête de lecture un flux magnétique variant au rythme de l'audiofréquence. La tension induite dans la bobine de la tête varie malheureusement en fonction de la fréquence du signal considéré. C'est pour-

5.1 Magnétophones et magnétocassettes
Conception et fonctionnement

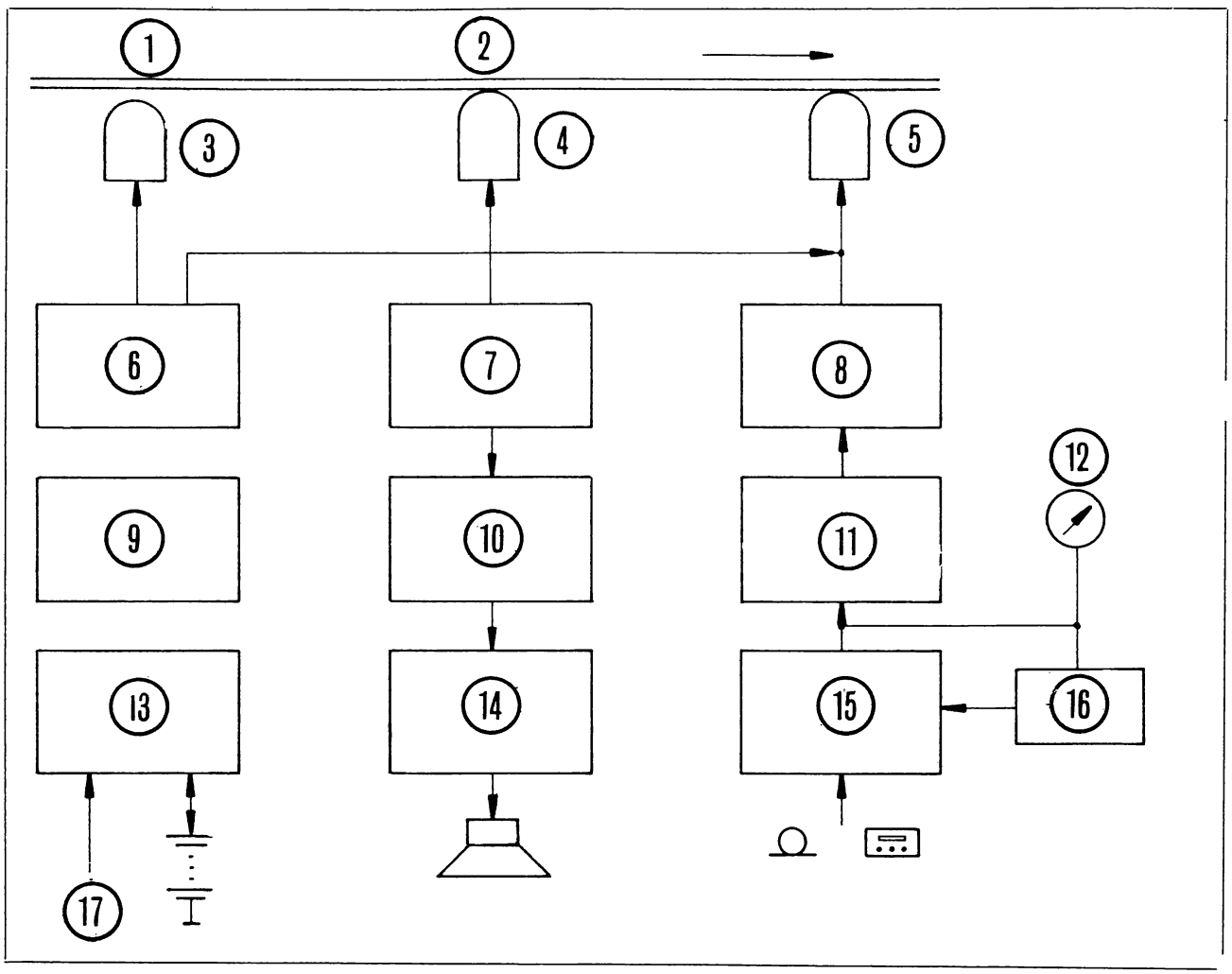


Fig. 2 : Schéma synoptique d'un magnétophone

1 Bande magnétique
2 Sens du défilement
3 Tête d'effacement
4 Tête de lecture
5 Tête d'enregistrement
6 Générateur HF (n'est en service que pour l'enregistrement
7 Amplificateur-correcteur
8 Amplificateur-correcteur
9 Commande
10 Système de réduction du souffle
11 Système de réduction du souffle (seulement sur les systèmes complémentaires)
12 Indicateur de niveau
13 Alimentation, charge de batteries, circuits de stabilisation
14 Ampli. de puissance
15 Ampli. d'entrée
16 Régulation
17 Secteur

quoi il faut procéder à une correction de fréquence, à l'aide de l'amplificateur-correcteur.

Les amplificateurs basse fréquence, tant à l'enregistrement qu'à la lecture, assurent l'adaptation des impédances au haut-parleu‹

6/5.3

Appareils de mesure et de contrôle

Pour la recherche des pannes ou des fautes sur le trajet du signal, un signal-tracer donne de bons résultats.

Pour la mesure et le réglage de la vitesse de défilement, il existe plusieurs méthodes. Les mesures précises se feront avec un fréquencemètre d'au moins 0,1% de précision à 1 kHz, en liaison avec une cassette étalon sur laquelle est enregistrée une fréquence constante (1 kHz).

Pour vérifier le fonctionnement de l'oscillateur HF, on utilise un oscilloscope simple (monocanal). On peut aussi se servir d'un voltmètre ayant une bande passante suffisante (jusqu'à 100 kHz). La précision de ces appareils n'est pas critique (10%).

Beaucoup d'appareils à bandes ne comportent pas d'amplificateur de puissance, ni de haut-parleur. Un amplificateur externe est donc nécessaire pour les vérifications. Un récepteur radio à prise magnétophone est très commode, sa partie BF étant accessible.

Les vérifications de fonctionnement nécessitent l'emploi de diverses cassettes et bandes. Une bande sur laquelle sont effectués des enregistrements de haute qualité sert à la vérification de la fonction lecture. Pour des essais d'enregistrement, il faut disposer de bandes vierges. Les réglages s'effectuent à partir de bandes étalons, achetées ou réalisées à l'aide d'un appareil professionnel. ■

et aux entrées commutables. Des parties de ces amplificateurs sont fréquemment utilisées pour les deux tâches, à l'aide de commutations adéquates. Pour que la bande reçoive la même modulation malgré des niveaux d'enregistrement variables, il faut prévoir une possibilité de réglage sur l'amplificateur d'enregistrement. Ce réglage peut être manuel ou automatique. Dans le premier cas, une commande s'effectue à l'aide d'un potentiomètre qui suit les mouvements de l'aiguille (ou du ruban lumineux) de l'indicateur de niveau. Dans le second cas, un étage de régulation mesure le signal et forme une tension de commande qui assure la modulation correcte. La plupart du temps, les magnétophones à bandes peuvent être commutés pour les deux méthodes.

Afin d'améliorer le niveau signal/bruit, les appareils haut de gamme comportent souvent un système de réduction du bruit. Il existe un nombre important de systèmes. Fondamentalement, on distingue entre deux groupes, les complémentaires et les non complémentaires. Les systèmes complémentaires agissent sur le signal à l'enregistrement et à la lecture. Une bande ne peut être reproduite sans distorsion à l'aide de ce système que si elle a été enregistrée avec lui. Les systèmes non complémentaires, par contre, n'agissent qu'à la lecture. Nous ne décrirons pas ici la constitution de ces systèmes. La base du fonctionnement réside dans le fait que le souffle est surtout gênant dans les fréquences aiguës à faible niveau (à partir d'environ 4 kHz). Pour réduire le souffle, on renforce le gain en fonction de la fréquence. Les sons faibles et à fréquence élevée sont amplifiés à l'enregistrement, puis réduits à la lecture (compression et expansion de dynamique).

Les appareils stéréophoniques effectuent deux fois l'enregistrement et la lecture, afin de pouvoir traiter les deux canaux séparément. Pour cela, les têtes magnétiques comportent deux systèmes distincts dans un même boîtier. Souvent, les appareils à bandes comportent une possibilité de commutation, permettant d'utiliser les deux canaux séparément pour des enregistrements monophoniques successifs. Un dispositif de commande veille au bon déroulement des diverses fonctions. Les freins, électro-aimants et embrayages électriques existant sur divers appareils sont commandés par ce dispositif. Si les appareils fonctionnent avec des moteurs à courant continu, il faut prévoir une régulation de vitesse. Les arrêts en fin de bande, qui réagissent à la piste métallisée de l'amorce de bande ou à la traction sur la bande, font partie du dispositif de commande.

L'alimentation est destinée à fournir, à partir du secteur ou des piles, les diverses tensions d'alimentation (dont certaines sont stabilisées) des divers sous-ensembles. ■

6/5.5

Les pannes les plus fréquentes

Nous décrivons ci-après quelques défauts typiques des magnétophones à bandes. Cette énumération ne doit pas être considérée comme un guide de dépannage, mais elle est destinée à mettre en évidence la relation entre le symptôme et les différents sous-ensembles. Les désignations des composants se rapportent au schéma-type du chapitre 6/5.8.

Souvent, les pannes se situent dans la partie mécanique de l'appareil. Des salissures, ou des caoutchoucs raidis, en sont fréquemment la cause. La plupart de ces défauts peuvent être éliminés en nettoyant le caoutchouc avec de l'alcool à brûler, et les pièces métalliques avec de la benzine.

Fluctuations ("Pleurage")
Fonction défectueuse : défilement irrégulier.
Cause possible : moteur, régulation du moteur (p. ex. IC), palier du cabestan, cassette, pièces en caoutchouc.

Mauvaise reproduction des aiguës
Fonction défectueuse : contact bande-tête magnétique.
Cause possible : feutre de pression, tête encrassée, tête usée, guidage de bande.

La bande s'enroule autour du galet-presseur
Fonction défectueuse : défilement de la bande.
Cause possible : cassette défectueuse, plateau de droite, embrayage à friction.

L'appareil n'efface pas lors de l'enregistrement
Fonction défectueuse : tête d'effacement et son attaque.
Cause possible : tête d'effacement (K2), source d'alimentation (R 18, SK 1).

Pas d'enregistrement (lecture satisfaisante)
Fonction défectueuse : amplificateur d'enregistrement.
Cause possible : commutateur enregistrement/lecture, étage d'entrée (TS1, B44, (R1), régulation du gain (IC1C), circuit correcteur (R8).

Enregistrement distordu (lecture satisfaisante)
Fonction défectueuse : prémagnétisation.
Cause possible : R7.

Enregistrement et lecture avec distorsion
Fonction défectueuse : alimentation ou amplificateur commun aux deux fonctions.
Cause possible : D101, R14, IC1a.

Ronflement secteur (50 ou 100 Hz-signal parasite dans le haut-parleur)
Fonction défectueuse : alimentation.
Cause possible : D101, D102, C19. ■

6/5.7

Réglages

Ces interventions s'effectuent selon les indications du constructeur. Il faut préalablement vérifier l'appareil, remplacer les pièces usées, éliminer les salissures et les particules de bande et nettoyer les têtes magnétiques.

Les réglages de la prémagnétisation, des alimentations et des amplificateurs ne peuvent se faire que d'après les indications du constructeur. Il est impossible de donner une description générale et universelle, ces travaux étant très différents selon les appareils et les constructeurs.

Il existe plusieurs possibilités de réglage de la vitesse de défilement. Nous allons décrire la plus précise. Sur l'appareil à vérifier on reproduit une bande enregistrée avec un signal de fréquence constante (env. 1 kHz). On peut alors mesurer la fréquence ainsi reproduite à la prise haut-parleur. Le rapport entre la fréquence mesurée et la fréquence originelle avec laquelle on avait enregistré la bande correspond à l'erreur de vitesse. L'ajustable correspondant des circuits de régulation du moteur permet alors d'amener cette vitesse à sa valeur nominale.

L'entrefer de la tête magnétique doit être exactement perpendiculaire à la bande si on veut que la bande passante soit optimale. Une vis de réglage (voir instructions de service) permet de l'ajuster. On lit une bande portant l'enregistrement d'une fréquence relativement élevée (env. 3 kHz). A l'aide d'un millivoltmètre BF ou d'un oscilloscope, on mesure le volume sonore à la sortie. Si l'appareil dispose d'un indicateur de niveau, on peut également l'utiliser. On règle alors la vis pour obtenir la déviation maximale. ■

6/5.8

Schéma-type

Le schéma (page 2) reproduit la partie électrique d'un magnétocassette simple. L'appareil est conçu pour fonctionner avec des piles et sur secteur, il utilise le système d'effacement à courant continu, et comporte un haut-parleur ainsi qu'un microphone incorporés. Le moteur à courant continu assure toutes les fonctions et il est commandé par un système de régulation.

Le transformateur secteur T101 fournit, par le redresseur à double alternance formé des diodes D101 et D102 et le condensateur C19, la tension d'alimentation +1. Le commutateur couplé à la fiche secteur sert d'inverseur pour le fonctionnement sur piles. Les tensions +2 et +3 sont obtenues à partir de + 1 à travers des cellules de filtrage supplémentaires.

IC2 fonctionne comme source de courant constant, réglable par R20, et assure la vitesse constante du moteur N1.

Pour la lecture, la tête combinée est commutée à l'entrée de l'amplificateur BF IC la. R13 assure la commande du volume. IC 1b sert d'amplificateur de puissance pour le haut-parleur.

Pour l'enregistrement, IC 1a devient amplificateur BF pour les entrées (B44 et microphone). Le transistor TS1 sert de pré-amplificateur pour le microphone M1. IC 1b régule le gain (commande de niveau) automatiquement. Pour la prémagnétisation, R7 produit un courant continu dans la tête combinée K1. ■

5.8 Schéma type

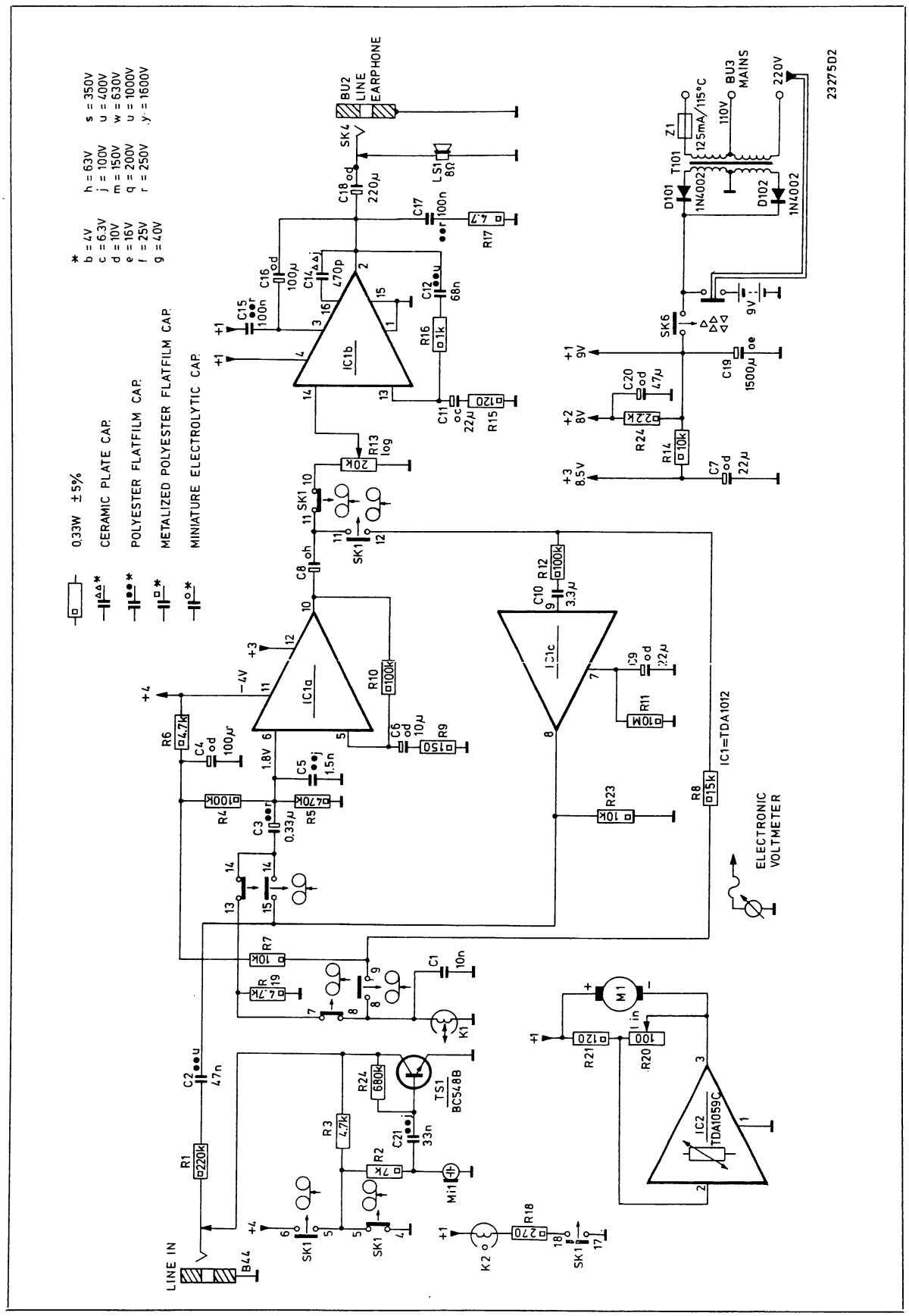


Fig. 1 : Schéma-type d'un magnétocassette simple.